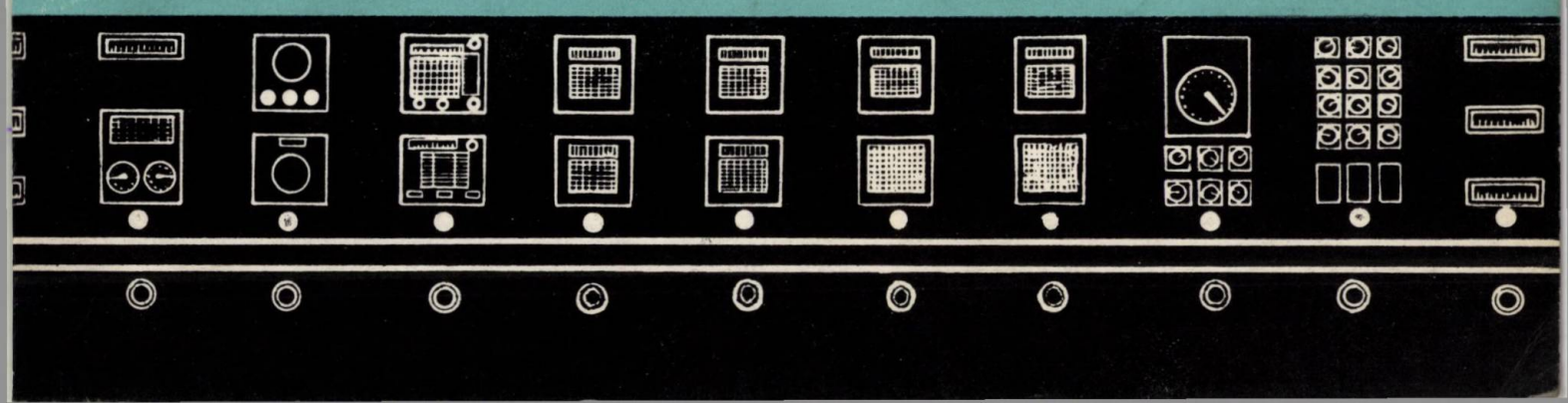
E 2551

AUTOMATICA ŞI ELECTRONICĂ

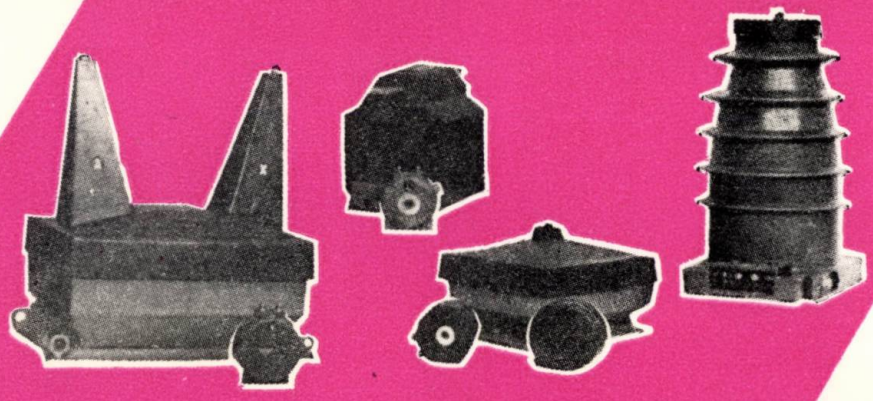
1

AUTOMATICA ŞI ELECTRONICA • BUCUREŞTI • VOLUMUL 10 • NR. 1 • IANUARIE — FEBRUARIE • 1966



posibilități largi de măsurare a curenților și tensiunilor mari

construcții comode, potrivite scopului
- gabarite și greutăți reduse prin folosirea înglobării în mase plastice



TRANSFORMATOARE DE MĂSURĂ

pentru curenți 5-5000A/5A
pentru tensiuni 0,5-220kV/100V
clase de precizie 0,2 0,5 1 3

UZINELE ELECTROPUTERE CRAIOVA

E 2551

MŰSZAKI KÖNYVTÁR

AUTOMATICA ŞI ELECTRONICA

Vol. 10 (1966), nr. 1 (ianuarie-februarie), p. 1–48

CUPRINS

CZ 621–501.22 ;621.372.21
Butkovski, A. G. :

Despre conducerea optimală a sistemelor cu parametrii distribuiţi.

Automatica şi Electronica 10, nr. 1, ian-feb 1966, p. 1–5

Se prezintă un studiu privind conducerea optimală a sistemelor cu parametrii distribuiţi.

CZ 621–503.25
Călin, S. :

O metodă de acordare optimă a regulatoarelor PI pentru instalaţii tehnologice cu timp mort.

Automatica şi Electronica 10, nr. 1, ian-feb 1966, p. 5–9

Se expune o metodă de acordare optimală bazată pe criteriul modulului aplicat într-o formă nouă la sistemele cu timp mort.

CZ 621–375.1.012.3 ;681.382.3
Petrescu, M. :

Analiza circuitelor de amplificare cu tranzistoare cu ajutorul metodei grafurilor de semnal.

Automatica şi Electronica 10, nr. 1, ian-feb 1966, p. 10–18

În lucrare se descriu unele metode de analiză a circuitelor cu tranzistoare, reprezentate sub forma unui cvadripol liniar, utilizînd teoria grafurilor de semnal.

CZ 621–503.25 ;517.9
Petrescu, A. :

Electrointegrator pentru soluţionarea ecuaţiilor diferenţiale cu derivate parţiale de tip eliptic.

Automatica şi Electronica 10, nr. 1, ian-feb 1966, p. 18–21

Se prezintă un aparat destinat rezolvării ecuaţiilor diferenţiale cu derivate parţiale de tip eliptic.

CZ 621–501.14.012.3.001.23
Belea, C. :

Metodă grafoanalitică pentru calculul dinamic şi proiectarea sistemelor automate neliniare şi autoacordabile.

Automatica şi Electronica 10, nr. 1, ian-feb 1966, p. 22–30

Se arată o metodă grafoanalitică de calcul al sistemelor neliniare.

CZ 621.373.444.1
Poenaru, D. :

O metodă de determinare a histerezisului triggerului Schmitt.

Automatica şi Electronica 10, nr. 1, ian-feb 1966, p. 30–32

Se dă o metodă de determinare pe cale teoretică a diferenţei de prag pentru un circuit basculant Schmitt.

CZ 621–533.52 ;535.653
Ghelfan, P. :

Metodă de stabilizare a spectrometrelor cu scintilaţie.

Automatica şi Electronica 10, nr. 1, ian-feb 1966, p. 33–35

Se propune o schemă de stabilizare a aparaturii radiometrice cu scintilaţie.

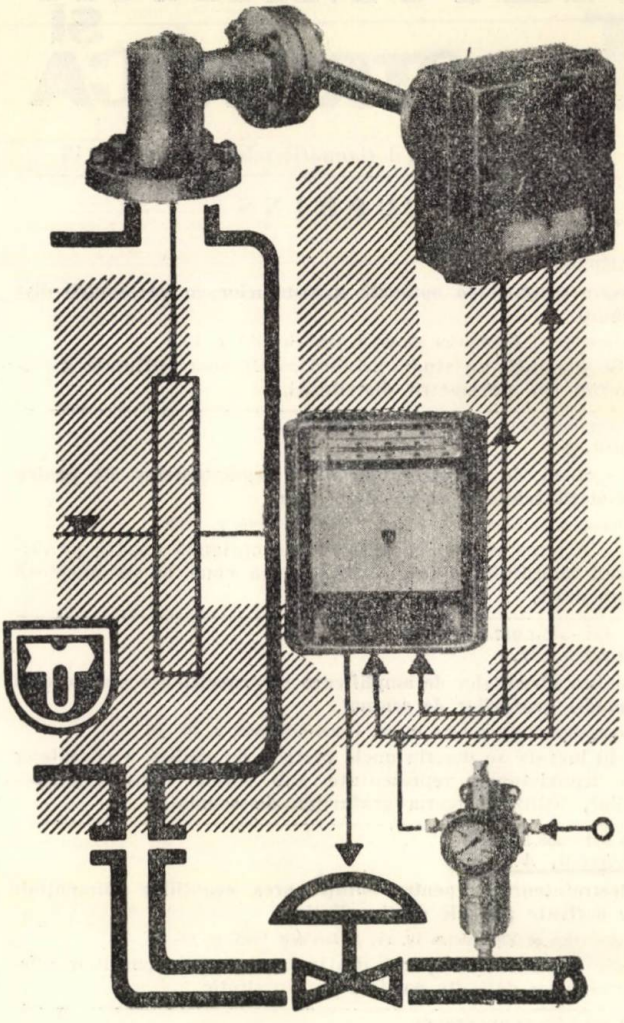
NOTĂ

CZ 621–503.25+32
Căluşiţă, Mioara :

O metodă de variere a parametrilor unui regulator electronic PI în vederea realizării unui regulator adaptiv pentru procese tehnologice.

Automatica şi Electronica 10, nr. 1, ian-feb 1966, p. 37–38

ACTUALITĂŢI 38–42
RECENZII 42–44
DOCUMENTARE 44–46
CRONICĂ 47–48



Aparatele REGULA pentru reglarea automată a proceselor de finisare economisesc forţele de muncă şi garantează calitatea şi siguranţa în exploatare.

Export prin

KOVO PRAGA Cehoslovacia

MŰSZAKI KÖNYVTÁR

AUTOMATICA şi ELECTRONICA

REVISTĂ TEHNICO-ŞTIINŢIFICĂ DE AUTOMATICĂ, ELECTRONICĂ INDUSTRIALĂ ŞI TEHNICĂ NUCLEARĂ

ORGAN AL MINISTERULUI INDUSTRIEI CONSTRUCŢIILOR DE MAŞINI ŞI AL CONSILIULUI NAŢIONAL AL INGINERILOR ŞI TEHNICIENILOR DIN REPUBLICA SOCIALISTĂ ROMÂNIA

Vol. X (pag. 1—48) nr. 1, ianuarie—februarie Bucureşti, 1966

A. G. BUTKOVSKI, dr. şt. tehnice

Despre conducerea optimală a sistemelor cu parametrii distribuiţi

1. Introducere

Actualmente o mare diversitate de obiecte conduse sînt cu parametrii distribuiţi. În categoria unor asemenea obiecte sînt cuprinse o serie de procese de producţie continue din industriile metalurgică, chimică şi prelucrătoare, dintre care amintim : încălzirea metalelor în cuptoarele cu zone înainte de laminare şi în timpul procesului de prelucrare termică, uscarea şi arderea materialelor sfărîmicioase în cuptoarele rotative, încălzirea materialelor în cuptoarele cu mai multe zone de încălzire rapidă, procesele de acoperire şi tratare continuă, aglomerarea, conducerea repartizării concentraţiei în reactoarele chimice etc. Sarcina obţinerii unor repartiţii date sau a unor repartiţii cît mai apropiate de cele cerute este, de asemenea, o problemă actuală într-o serie întreagă de procese, ca de exemplu : obţinerea unor repartiţii date de temperatură în corpurile masive la încălzirea lor în cuptoare, obţinerea monocristalelor cu o repartizare dată a concentraţiilor. O serie întreagă de probleme de proiectare conduc la determinarea repartiţiei optimale a unui parametru oarecare, cum sînt : proiectarea profilului aripii de avion, configuraţia barajelor, repartizarea sondelor pe zonele de extracţie etc.

Din punct de vedere matematic, asemenea obiecte se descriu prin ecuaţii diferenţiale cu derivate parţiale, ecuaţii integrale, ecuaţii integro — diferenţiale şi, foarte des, relaţii funcţionale mai complexe.

2. Problema conducerii optimale a sistemelor cu parametrii distribuiţi

Deosebirea esenţială a sistemelor cu parametrii distribuiţi faţă de sistemele cu parametrii concentraţi constă în aceea că atît starea acestora, cît şi mărimile de conducere, sînt descrise de funcţii dependente nu numai de o variabilă temporară, ci şi de variabile spaţiale. Astfel starea sistemului cu parametrii distribuiţi şi mărimile de conducere se reprezintă într-un spaţiu funcţional, fiecare punct al spaţiului corespunzînd unei funcţii determinate de o anumită analiticitate.

Cu toate că există o teorie închegată a conducerii optimale a sistemelor cu parametrii concentraţi şi mijloace tehnice adecvate, sînt puţine exemple de aplicabilitate a acestora. Aceasta se explică parţial prin faptul că obiectele reale care necesită o conducere optimală nu pot fi descrise în exclusivitate cu ajutorul ecuaţiilor diferenţiale ordinare.

Pentru sistemele cu parametrii distribuiţi se pot formula două probleme principale ale conducerii optimale : a) fiind dată distribuţia dorită spaţial temporară, se cere să se găsească mărimile de conducere astfel încît într-un timp T fixat (sau nefixat dinainte), repartizarea reală să difere de cea dată într-un mod minimal ; b) fiind dată distribuţia cerută, să se determine mărimile de conducere astfel încît distribuţia în obiect să coincidă cu cea dorită într-un timp T minim posibil, aceasta reprezentînd totodată problema vitezei maxime de răspuns.

În multe cazuri, obţinerea conducerii ideale, în cadrul căreia starea cerută şi starea reală coincid, este imposibil de realizat din cauza restricţiilor suplimentare existente în variabilele care afectează funcţiile de stare şi mărimile de conducere. În sistemele cu parametrii distribuiţi, aceste restricţii au o diversitate mai mare decît în cazul sistemelor cu parametrii concentraţi, fapt datorit dependenţei spaţiale a funcţiilor de stare şi conducere.

De exemplu, în problema încălzirii semifabricatelor în cuptoarele cu înaintare, în afară de limitarea mărimii temperaturii în cuptor, se impune ca gradientul cîmpului de temperatură în cuptor sau în interiorul metalului să nu depăşească o mărime dată. Dacă în cuptor se vor

încălzi două şarje de metal care diferă prin constantele calorifice ori prin dimensiuni, de exemplu grosimi diferite, atunci în cuptor, de la intrarea spre ieşirea acestuia, se va propaga un salt în distribuţia temperaturii metalului. Pentru a evita aceasta trebuie provocat un salt compensator în distribuţia temperaturii de-a lungul cuptorului, care trebuie să se propage sincron cu saltul din distribuţia temperaturii metalului. Este evident însă că limitările fizice nu permit aceasta, deoarece gradienţii de temperatură în mediul considerat sînt limitaţi. Aşadar, datorită faptului că procesul de conducere ideal nu este realizabil, se impune problema obţinerii unei valori extremale (minimale sau maximale) a indicelui de calitate dat, ţinîndu-se seamă de limitările suplimentare care apar din condiţiile reale de funcţionare.

În sistemele optimale cu parametrii distribuiţi, criteriile de optimizare pot fi diverse, întrucît funcţionala care caracterizează criteriul de calitate poate fi definită pe diferite submulţimi în spaţiul de stare al funcţiilor care caracterizează starea obiectului şi conducerea lui. În acest scop se va examina mai detaliat problema încălzirii optimale a metalului în cuptoarele cu înaintare (fig. 1).

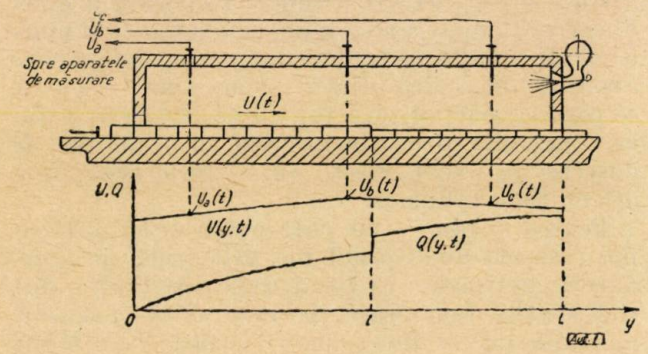


Fig. 1

Temperatura mediului termic fix se caracterizează prin funcţia de distribuţie a temperaturii $U(y, t)$, dependentă de două variabile : variabila spaţială y, care variază în intervalul $[0, L]$, L fiind lungimea cuptorului, şi variabila temporară $t \in [0, T]$. Starea materialului, încălzit în cuptor în punctul y la momentul t, se caracterizează prin funcţia de distribuţie a temperaturii în material : $Q = Q(y, t)$.

Deplasîndu-se prin cuptor cu viteza $v(t)$, în sensul pozitiv al lui y, în funcţie de t, materialul, sub acţiunea temperaturii mediului $U(y, t)$, se încălzeşte conform ecuaţiei :

$$b\frac{\partial Q}{\partial t} + bv\frac{\partial Q}{\partial y} + Q - U = 0, \qquad (1)$$

unde b este constanta de timp la încălzire a unui strat elementar al materialului, care în cazul general depinde de diferenţa $y - \int_0^t v(\tau)\,d\tau$.

Este evident că temperatura materialului la ieşirea din cuptor în punctul $y = L$ depinde de caracterul modificării distribuţiei temperaturii cuptorului : $U(y, t)$. În afară de aceasta, temperatura materialului la ieşirea din cuptor depinde şi de caracterul variaţiei vitezei de deplasare a materialului, această variaţie caracterizîndu-se prin funcţia $v(t)$.

Temperatura materialului la ieşire depinde de asemenea de grosimea stratului de material S şi de proprietăţile lui fizico-termice : termoconductibilitate, capacitate calorifică, greutate specifică etc. Astfel, temperatura materialului la ieşire depinde de toată „istoria" încălzirii elementului dat, considerată din momentul intrării lui în cuptor, pînă în momentul ieşirii.

Problema conducerii constă în stabilizarea temperaturii materialului la ieşirea din cuptor, ceea ce este necesar în procesele de laminare de exemplu. Aici factorii perturbatori sînt : variaţia vitezei de deplasare a materialului prin cuptor, cauzată de variaţia ritmului de funcţionare a laminorului ; variaţia grosimii materialului ; variaţia sortimentului de oţel. În acest caz, mărimea de conducere, care este distribuţia temperaturii de-a lungul cuptorului, trebuie să depindă de caracterul distribuţiei temperaturii materialului $Q(y, t)$. Problema conducerii optimale constă în elaborarea unei asemenea strategii de variaţie a mărimilor de consemn al regulatoarelor automate de temperatură, încît abaterea de temperatură la ieşirea din cuptor faţă de cea prescrisă, Q^*, să fie minimă într-o anumită normă, de exemplu :

$$\int_0^T |Q^* - Q(L, t)|^\gamma \, dt, \quad \gamma \geqslant 1, \qquad (2)$$

unde T, γ şi Q^* sînt date.

Se poate arăta că variaţia optimală a distribuţiei temperaturii cuptorului $U(y, t)$ este determinată în mod riguros nu de o serie finită de mărimi numerice, cum este în cazul sistemelor cu parametrii concentraţi, ci de o întreagă distribuţie a temperaturii metalului Q, în spaţiu şi timp.

Se consideră cazul cînd mărimea de conducere $U(y, t)$ nu depinde de coordonata y, ci este numai o funcţie de timp. În acest caz, conducerea optimală este exprimată printr-o funcţională de integrant $Q(y, t)$.

Se examinează cazurile cele mai tipice de perturbaţie a proceselor de încălzire a metalului în cuptor : 1) perturbaţii numai în ritmul de înaintare a metalului, adică perturbaţii cauzate de variaţii în timp ale vitezei $v(t)$; 2) perturbaţii asupra coeficientului b, în cazul unei singure discontinuităţi :

$$b = b\left(y - \int^t v(\tau)\,d\tau\right) = \begin{cases} b_1 \text{ pentru } L \leqslant y - \int_0^t v(\tau)\,d\tau \geqslant \frac{1}{2}L \\ b_2 \text{ pentru } 0 \leqslant y - \int_0^t v(\tau)\,d\tau \leqslant \frac{1}{2}L \end{cases}$$

unde b_1 şi b_2 sînt constante cunoscute. Acest caz corespunde încălzirii în cuptor a două şarje de metal, succesiv, cu diferite proprietăţi fizico-termice şi de diferite dimensiuni, temperatura în cuptor fiind limitată în sensul : $A_1 \leqslant U \leqslant A_2$, cu $A_1 < A_2$.

Utilizînd principiul maximului [8] se poate arăta că, în cazul perturbaţiilor de tip 1, conducerea optimală este descrisă de :

$$U = U(t) = Q^* + bv(t) \left.\frac{\partial Q}{\partial y}\right|_{y=L},$$

iar în cazul perturbaţiilor de tip 2, de o mărime de conducere definită prin :

$$U = U(t) = \begin{cases} A_1, \text{ dacă } b_1 > b_2 \\ A_2, \text{ dacă } b_1 < b_2 \end{cases}$$

Momentul de trecere de la conducerea de tipul 1 la conducerea de tipul 2 şi invers este determinat de distanţa l a punctului de apariţie a discontinuităţii coeficientului b (fig. 1).

În problema examinată mai sus conducerea optimală se poate complica datorită faptului că cuptorul poate avea mai multe zone de încălzire, asupra temperaturii cuptorului fiind aplicate limitări suplimentare definite de relaţii de tipul $A_1 \leqslant U(y, t) \leqslant A_2$; de asemenea, viteza de creştere sau scădere a temperaturii în cuptor poate fi limitată în timp, adică $\left|\frac{\partial U}{\partial t}\right| \leqslant C_1$; din cauza faptului că diferite zone din cuptor acţionează una asupra celeilalte, modulul gradientului temperaturii este de asemenea limitat de o mărime determinată $\left|\frac{\partial U}{\partial_y}\right| \leqslant C_2$.

În distribuţia temperaturii în corp intervin, în scopul de a evita topirea suprafeţei semifabricatului sau decarbonizarea acestuia, restricţii de temperatură. Condiţiile de prelucrare termică impun şi ele o limitare a variaţiilor cîmpului de temperatură din interiorul materialului. Toate aceste limitări au un caracter specific şi fac ca problema conducerii optimale să devină o problemă matematică neclasică.

Un alt exemplu de conducere optimală a unui obiect cu parametrii distribuiţi îl constituie atît problema obţinerii unei distribuţii dorite a cîmpului de temperatură într-un corp într-un timp minim, cît şi problema minimizării diferenţei dintre distribuţia dată şi distribuţia reală într-un timp T dat. Asemenea probleme apar des în practica uzinelor metalurgice la încălzirea lingourilor.

Fie distribuţia temperaturii $Q(x, t)$ în grosimea corpului x, unde $-S \leqslant x \leqslant S$, şi în timpul t, unde $0 \leqslant t \leqslant T$, descrisă de ecuaţia diferenţială cu derivate parţiale :

$$\frac{\partial Q}{\partial t} = a \frac{\partial^2 Q}{\partial x^2}. \qquad (3)$$

Considerîndu-se corpul respectiv introdus în mediul de încălzire, temperatura acestuia $U(t)$ se poate modifica în timp, cu restricţiile $A_1 \leqslant U(t) \leqslant A_2$.

Ecuaţiile de schimb sînt :

$$\lambda \left.\frac{\partial Q}{\partial x}\right|_{x=S} = \alpha [U(t) - Q(S, t)]; \qquad (4)$$

$$-\lambda \left.\frac{\partial Q}{\partial x}\right|_{x=-S} = \alpha [U(t) - Q(-S, t)], \qquad (5)$$

unde λ şi α sînt coeficientul de termoconductibilitate, respectiv coeficientul de schimb calorific între mediu şi suprafaţa corpului. Se pot formula minimum două probleme de conducere optimală pentru aceste cazuri.

Problema A. Să se găsească o asemenea lege de variaţie în timp a temperaturii mediului $U(t)$, limitată de condiţia $A_1 \leqslant U(t) \leqslant A_2$, astfel ca, pornind de la distribuţia iniţială a temperaturii corpului $Q(x, 0) = Q_0(x)$, într-un timp fixat T, să se obţină o nouă distribuţie a temperaturii corpului $Q(x, t)$, care să difere cît mai puţin de distribuţia dată $Q^*(x)$. Ca măsură a acestei diferenţe poate servi integrala :

$$\int_{-S}^{S} |Q^*(x) - Q(x, t)|^\gamma \, dx, \; \gamma \geqslant 1. \qquad (6)$$

Problema B. Să se găsească o asemenea distribuţie în timp a temperaturii mediului de încălzire $U(t)$ aşa ca distribuţia iniţială a temperaturii corpului $Q_0(x)$ să treacă în distribuţia dată $Q^*(x)$ într-un timp T minim.

Rezolvarea problemelor A şi B poate fi îngreuiată de existenţa unor limitări suplimentare. De exemplu, viteza de variaţie a temperaturii în cuptor poate fi limitată ; poate fi limitată diferenţa maximă de temperaturi din interiorul corpului în timpul încălzirii ; temperatura suprafeţei corpului nu trebuie să depăşească anumite limite, de exemplu temperatura de topire.

Toate acestea îngreuiază soluţionarea problemei.

Soluţia ecuaţiei (3) în cazul condiţiilor iniţiale nule poate fi prezentată sub forma :

$$Q(x, t) = \int_0^t K(x, t - \tau) \, U(\tau) \, d\tau \qquad (7)$$
$$-S \leqslant x \leqslant S, \; 0 \leqslant t \leqslant T,$$

unde $K(x, t)$ este funcţia pondere.

Utilizînd principiul maximului [8], [9], se poate arăta că conducerea optimală $U(t)$, cu restricţia $A_1 \leqslant U \leqslant A_2$, satisface următoarea ecuaţie integrală :

$$U(t) = \frac{A_1 + A_2}{2} + \frac{A_2 - A_1}{2} \operatorname{sign} \left[B(t) - \int_0^T N(t, \tau) \, U(\tau) \, d\tau \right], \qquad (8)$$

unde :

$$B(t) = \int_{-S}^{S} Q^{*}(x) K(x, T-t)\,dx; \qquad (9)$$

$$N(t, \tau) = \int_{-S}^{S} K(x, T-t) K(x, T-\tau)\,dx. \qquad (10)$$

Soluţia acestei ecuaţii se poate obţine utilizînd metode aproximative.

3. Principiul maximului pentru sisteme cu parametrii distribuiţi

Problemele formulate mai sus sînt cazuri particulare ale următoarei probleme generale de conducere optimală. Fie starea obiectului condus, caracterizată de funcţia vectorială : $q=Q(P)=(Q_1(P), \ldots, Q_n(P))$, definită în domeniul D al spaţiului euclidian m—dimensional E_m, $P \in D$. Starea obiectului se modifică sub acţiunea funcţiei vectoriale de conducere $U=U(P)=(U_1(P), \ldots, U_r(P))$, definită în E_m şi care ia valori într-un domeniu închis Ω_r al valorilor admise ale lui $U \in \Omega_r$.

Legătura dintre conducerea $U(P)$ şi starea $Q(P)$ este dată de ecuaţia :

$$\Phi^{i}(Q(P), \int_{D} K(P, S, Q(S), U(S))\,dS) = 0, \quad i = 1, \ldots, n \qquad (11)$$

sau în formă vectorială :

$$\Phi(Q(P), \int_{D} K(P, S, Q(S), U(S))\,dS) = 0, \qquad (12)$$

unde $\Phi = \Phi(q, y)$ şi $K((P, S, q, U)$ sînt funcţiile vectoriale de argumente $P \in E_m$, $S \in E_m$, $q \in E_m$, $U \in E_m$.

Pe baza acestei ecuaţii, fiecărei mărimi de conducere îi corespunde o stare $Q(P)$ obţinută sub acţiunea mărimii de conducere.

În afară de acestea mai este dată o funcţională dependentă de funcţia de stare şi acţionare, caracterizînd calitatea conducerii. Se consideră că sistemul funcţionează optimal, dacă această funcţională atinge o valoare maximă ori minimă. Considerăm pentru un caz concret minimizarea funcţionalei definite de :

$$\Phi^{\circ}\left(\int_{D} F(S, Q(S), U(S))\,dS\right), \qquad (13)$$

unde $\Phi^{\circ}(y)$ şi $F(S, q, U)$ sînt funcţiile cunoscute. Astfel, problema conducerii optimale poate fi formulată în modul următor : să se găsească o conducere $U(P)$, cu $U(P) \in \Omega_r$, astfel ca funcţia de stare definită de $Q(P)$ prin ecuaţia (12) să implice minimizarea funcţionalei (13).

Rezolvarea acestei probleme şi a altora mai generale este tratată în lucrările [5], [8], [9].

Rezultatul principal care dă condiţiile necesare de optimizare poate fi formulat în forma unui principiu al maximului.

Teoremă (*Principiul maximului*). Fie $U_0 = U_0(P)$, $P \in D$, $U_0 \in \Omega_r$ mărimea de conducere şi $q_0 = Q_0(P)$ starea respectivă definită de relaţia (12). Atunci pentru ca $U_0(P)$ să fie o conducere optimală este necesar să existe o asemenea funcţie $N(P)$, $P \in D$ care să satisfacă ecuaţia integrală (liniară în $N(P)$) :

$$-\Phi_{y}^{0'}\left(\int_{D} F(S, Q_0(S), U_0(S))\,dS\right)\frac{\partial F(R, Q_0(R), U_0(R))}{\partial q} + \Phi_{q}'\left(Q_0(R), \int_{D} K(R, S, Q_0(S), U_0(S))\,dS\right) N(R) + \int_{D} \Phi_{y}'\left(Q_0(P), \int_{D} K(P, S, Q_0(S), U_0(S))\,dS\right) \frac{\partial K(P, R, Q_0(R), U_0(R))}{\partial q} N(P)\,dP = 0 \qquad (14)$$

şi funcţia :

$$\pi(R, U) = -\Phi_{q}^{0'}\left(\int_{D} F(S, Q_0(S), U_0(S))\,dS\right) F(R, Q_0(R), U) + \int_{D} \Phi_{y}'\left(Q_0(P), \int_{D} K(\Phi, S, Q_0(S), U_0(S))\,dS\right) K(P, R, Q_0(R), U) N(P)\,dP. \qquad (15)$$

Cu alte cuvinte, aproape peste tot în D este satisfăcută egalitatea :

$$\frac{\max}{u \in \Omega_r} \pi(R, u) = \pi(R, U_0(R)). \qquad (16)$$

Se observă că, în cazul unui sistem liniar (12) cu $Q(P)$ şi $U(P)$, condiţiile exprimate de principiul maximului sînt nu numai necesare, dar şi suficiente pentru optimizarea conducerii $U_0(P)$ şi stării corespunzătoare $Q_0(P)$ pe baza relaţiei (12).

4. Concluzii

În lucrare s-au expus rezultatele personale ale autorului în domeniul conducerii proceselor optimale a obiectelor cu parametrii distribuiţi.

Sînt prezentate deosebirile de esenţă dintre sistemele cu parametrii concentraţi şi cele cu parametrii distribuiţi. Se dă în final formularea principiului maximului care permite elaborarea strategiei de conducere optimală în cazul sistemelor cu parametrii distribuiţi.

BIBLIOGRAFIE

[1] Butkovski, A. G. şi Lerner, A. I. *Despre conducerea optimală a sistemelor cu parametrii distribuiţi.* În : Dokladî Akademii Nauk S.S.S.R. Kibernetika i teoria regulirovania, t. **134**, nr. 4, 1960.

[2] Butkovski, A. G. şi Lerner, A. I. *Despre conducerea optimală a sistemelor cu parametrii distribuiţi.* În : Avtomatika i telemehanika, t. **20**, nr. 6, 1960.

[3] Butkovski, A. G. *Procese optimale în sisteme cu parametrii distribuiţi.* În : Avtomatika i telemehanika, t. **22**, nr. 1, 1961.

[4] Butkovski, A. G. şi Lerner, A. I. *Despre reglarea optimală a sistemelor cu parametrii distribuiţi.* În : Regelungstechnik, nr. 5, 1961.

[5] Butkovski, A. G. *Principiul maximului pentru sisteme optimale cu parametrii distribuiţi.* În : Avtomatika i telemehanika, t. **22**, nr. 10, 1961.

[6] Butkovski, A. G. *Cîteva metode aproximative de rezolvare a problemelor conducerii optimale a sistemelor cu parametrii distribuiţi.* În : Avtomatika i telemehanika, t. **22**, nr. 12, 1961.

[7] Butkovski, A. G. *Despre modelarea obiectelor cu parametrii distribuiţi.* În : Avtomaticeskoe upravlenie.Ed. Academiei de Ştiinţe a U.R.S.S., 1961.

[8] Butkovski, A. G. *Conducerea optimală a sistemelor cu parametrii distribuiţi.* Comunicare la al II-lea Congres IFAC, Basel, 1963.

[9] Butkovski, A. G. *Principiul maximului lărgit pentru probleme de conducere optimală.* În : Avtomatika i telemehanika, t. **24**, nr. 3, 1963.

[10] Butkovski, A. G. *Metoda momentelor în teoria conducerii optimale a sistemelor cu parametrii distribuiţi.* În : Avtomatika i telemehanika, t. **24**, nr. 9, 1963.

Dr. ing. S. CĂLIN

O metodă de acordare optimă a regulatoarelor PI pentru instalaţii tehnologice cu timp mort *

1. Criterii de acordare optimă utilizate

În majoritatea cazurilor, criteriile utilizate în prezent pentru acordarea optimă a regulatoarelor aplicate instalaţiilor tehnologice cu timp mort se bazează pe relaţii empirice, stabilite în urma unui mare număr de încercări şi conducînd la performanţe ale sistemului apropiate, în măsură mai mare sau mai mică, de cele dorite.

Astfel, criteriul Ziegler-Nichols [1], [2] în cazul unui regulator PI cu funcţia de transfer :

$$Y_R(s) = K_R \frac{T_i s + 1}{T_i s} \tag{1}$$

recomandă valorile :

$$\left.\begin{aligned} K_R &= 0{,}45\, K_{R\,lim} \\ T_i &= 0{,}85\, T_{lim} \end{aligned}\right\}, \tag{2}$$

unde :

$K_{R\,lim}$ este valoarea limită a parametrului K_R, obţinută făcînd $T_i = \infty$ (deci regulatorul funcţionînd ca regulator P) şi mărind pe K_R pînă la apariţia unor oscilaţii de amplitudine constantă, respectiv aducînd sistemul la limita de stabilitate ;

T_{lim} — perioada oscilaţiilor de amplitudine constantă.

Pornind de la condiţia (2) şi înlocuind valorile $K_{R\,lim}$ şi T_{lim} determinate pe cale analitică, Ziegler şi Nichols au propus relaţii aproximative pentru obţinerea valorilor K_R şi T_i în funcţie de parametrii instalaţiei tehnologice.

În alte lucrări [3], în urma unor încercări pe modele se recomandă — pornind de la condiţia obţinerii unui suprareglaj $\sigma = 20\,\%$ — valorile :

$$\left.\begin{aligned} K_R &= \frac{0{,}7}{K_f \cdot \frac{\tau}{T_f}} \\ T_i &= \tau + 0{,}3\ T_f \end{aligned}\right\}, \tag{3}$$

unde K_f, T_f şi τ sînt parametrii instalaţiei tehnologice, aceasta avînd funcţia de transfer :

$$Y_f(s) = \frac{K_f}{T_f s + 1} \cdot e^{-\tau s}. \tag{4}$$

Unii autori [4] aproximează exponenţiala $e^{-\tau s}$ cu un polinom în s, găsind apoi valorile de acordare optimă prin intermediul metodelor folosite în cazul instalaţiilor tehnologice fără timp mort.

În alte cazuri, regulatoarele PI pentru instalaţii tehnologice cu timp mort sînt acordate cu ajutorul calculatoarelor analogice, modelîndu-se instalaţia tehnologică şi regulatorul şi alegîndu-se, prin încercări, parametrii regulatorului care conduc la comportarea optimă a sistemului de reglare în ansamblu.

În prezenta lucrare, pentru acordarea optimă a regulatoarelor PI aplicate instalaţiilor tehnologice cu timp mort se propune un criteriu derivînd din criteriul modulului.

2. Criteriul modulului

Pentru acordarea optimă a regulatoarelor, criteriul modulului [5], [6] conduce la condiţii de forma :

$$|Y_0(j\omega)| = 1 ; \tag{5}$$

$$|Y_{0p}(j\omega)| = 0, \tag{6}$$

* Lucrare prezentată la Cercul de automatică din Institutul politehnic „Gheorghe Gheorghiu-Dej" Bucureşti.

unde au fost folosite notaţiile :

$$Y_0(s) = \frac{X_e(s)}{X_i(s)}$$

pentru funcţia de transfer a sistemului închis în raport cu semnalul de intrare $x_i(t)$, şi :

$$Y_{0p}(s) = \frac{X_e(s)}{P(s)}$$

pentru funcţia de transfer a sistemului închis în raport cu perturbarea $p(t)$, parametrul reglat fiind notat cu $x_e(t)$.

Condiţiile (5) şi (6) sînt ideale ; ele ar conduce la $x_e(t)=x_i(t)$ chiar în timpul regimului tranzitoriu, iar perturbările $p(t)$ nu ar exercita nici o influenţă asupra valorilor mărimii de ieşire. În practică, întrucît condiţiile (5) şi (6) nu pot fi realizate în toată gama pulsaţiilor ω, se tinde ca ele să fie asigurate în gama pulsaţiilor joase, unde intensitatea spectrului de frecvenţă este cea mai mare.

Folosind pentru (5) şi (6) o descompunere în serie în jurul pulsaţiei $\omega \to 0$, se obţine :

$$|Y_0(j\omega)| = |Y_0(j0)| + \left\{\frac{d}{d\omega}|Y_0(j\omega)|\right\}_{\omega=0} \cdot \omega + \frac{1}{2}\left\{\frac{d^2}{d\omega^2}|Y_0(j\omega)|\right\}_{\omega=0} \cdot \omega^2 + \ldots \quad (7)$$

$$|Y_{0p}(j\omega)| = |Y_{0p}(j0)| + \left\{\frac{d}{d\omega}|Y_{0p}(j\omega)|\right\}_{\omega=0} \cdot \omega + \frac{1}{2}\left\{\frac{d^2}{d\omega^2}|Y_{0p}(j\omega)|\right\}_{\omega=0} \cdot \omega^2 + \ldots \quad (8)$$

Comparînd (7) cu (5) şi (8) cu (6) rezultă că, pentru ca abaterile de la condiţiile (5) şi (6) să fie cît mai mici, sînt necesare condiţiile :

$$\left.\begin{aligned} &|Y_0(j0)| = 1 \\ &\left\{\frac{d}{d\omega}|Y_0(j\omega)|\right\}_{\omega=0} = 0 \\ &\left\{\frac{d^2}{d\omega^2}|Y_0(j\omega)|\right\}_{\omega=0} = 0 \end{aligned}\right\} \quad (9)$$

şi

$$\left.\begin{aligned} &|Y_{0p}(j0)| = 0 \\ &\left\{\frac{d}{d\omega}|Y_{0p}(j\omega)|\right\}_{\omega=0} = 0 \\ &\left\{\frac{d^2}{d\omega^2}|Y_{0p}(j\omega)|\right\}_{\omega=0} = 0 \end{aligned}\right\}. \quad (10)$$

Pe baza relaţiilor (9) şi (10) se obţin condiţiile de acordare optimă a regulatoarelor automate ; aceste condiţii conduc la valori care să asigure un factor total de amplificare cît mai ridicat, deci merg pe aceeaşi linie cu condiţiile impuse de o eroare staţionară cît mai redusă.

3. Criteriul de acordare propus

În cazul unei instalaţii tehnologice cu funcţia de transfer :

$$Y_f(s) = \frac{K_f}{T_f s + 1}$$

(presupunînd deocamdată că timpul mort este nul : $\tau = 0$), folosirea unui regulator PI, cu funcţia de transfer (1), conduce la o funcţie de transfer a sistemului deschis :

$$Y(s) = Y_R(s) \cdot Y_f(s) = \frac{K_R K_f}{T_i} \cdot \frac{T_i s + 1}{s(T_f s + 1)}, \quad (11)$$

cu factorul total de amplificare :

$$K_1 = \frac{K_R K_f}{T_i}. \quad (12)$$

Aplicînd condiţiile (9) şi (10) la funcţia $Y_0(s)$ care se obţine din (11), precum şi la funcţia $Y_{0p}(s)$ în raport cu perturbarea, se obţine pentru acordarea optimă condiţia :

$$K_1 = \frac{K_R K_f}{T_i} = max,$$

deci :

$$\frac{K_R}{T_i} = max, \quad (13)$$

întrucît K_f este dat.

Alegerea valorilor K_R şi T_i se face astfel încît să fie respectat suprareglajul σ_{max}, care limitează valorile K_1 şi deci $\frac{K_R}{T_i}$: în limita permisă de σ_{max} admis se adoptă valorile K_R şi T_i conform cu (13).

În cazul sistemelor cu timp mort ($\tau \neq 0$). cînd instalaţia tehnologică are funcţia de transfer (4) şi sistemul deschis are o funcţie de transfer de forma :

$$Y(s) = \frac{K_R K_f}{T_i} \cdot \frac{T_i s + 1}{s(T_f s + 1)} \cdot e^{-\tau s}, \quad (14)$$

condiţia de acordare optimă (13) se păstrează, însă dificultatea constă în a determina gama valorilor K_R şi T_i pentru care suprareglajul σ este limitat la valoarea maximă impusă σ_{max}, întrucît la sistemele cu $\tau \neq 0$ nu sînt stabilite relaţii între suprareglajul σ şi factorul total de amplificare, respectiv între σ şi parametrii regulatorului.

Criteriul propus permite să se determine parametrii K_R şi T_i — pentru un regulator PI funcţionînd cu o instalaţie tehnologică cu funcţia de transfer (4) — astfel încît condiţia de

acordare optimă (13) să fie obţinută cu respectarea performanţei impuse : $\sigma \leqslant \sigma_{max}$.

Notînd :

$$Y_0(j\omega) = P(\omega) + jQ(\omega) = M(\omega).e^{j\psi(\omega)}, \quad (15)$$

rezultă :

$$P(\omega) = M(\omega) \cdot \cos \psi(\omega). \quad (16)$$

După cum se ştie, ţinînd seamă de relaţia :

$$x_e(t) = \frac{2}{\pi}\int_0^{\infty} P(\omega) \cdot \frac{\sin \omega t}{\omega} d\omega, \quad (17)$$

limitarea :

$$\sigma \leqslant \sigma_{max} \quad (18)$$

poate fi obţinută prin o limitare de forma :

$$P(\omega) \leqslant P_{max}, \quad (19)$$

deci, avînd în vedere (16), poate fi obţinută prin o limitare de forma :

$$M(\omega) \leqslant M_{max}, \quad (20)$$

deci de forma :

$$M_v \leqslant M_{max}, \quad (21)$$

valoarea M_v fiind valoarea de vîrf a caracteristicii $M(\omega)$.

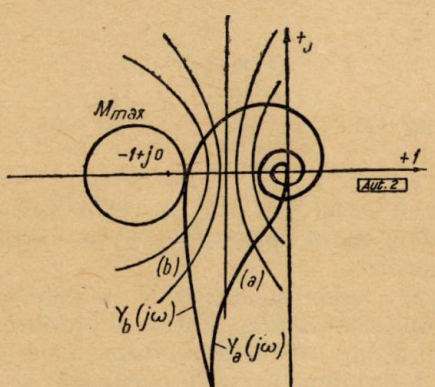


Fig. 1

În figura 1 este reprezentată abaca cercurilor de $M(\omega) = ct$, pe care este trasată caracteristica amplitudine-fază (a) :

$$Y_a(j\omega) = \frac{K_R K_f}{T_i} \cdot \frac{j\omega T_i + 1}{j\omega(j\omega T_f + 1)} \quad (22)$$

obţinută din (11), precum şi caracteristica (b) :

$$Y_b(j\omega) = \frac{K_R K_f}{T_i} \cdot \frac{j\omega T_i + 1}{j\omega(j\omega T_f + 1)} \cdot e^{-j\omega\tau}, \quad (23)$$

obţinută din (14). Fiecare vector complex din $Y_b(j\omega)$ se obţine prin rotirea vectorului complex corespunzător din $Y_a(j\omega)$ cu un unghi egal cu $-\omega\tau$.

Aspectul caracteristicii $Y_b(j\omega)$ permite să se aproximeze că punctul de tangenţă dintre $Y_b(j\omega)$ şi cercul de $M_v = ct$ se găseşte în apropierea semiaxei reale negative, cu această aproximare în punctul de tangenţă avînd loc relaţia :

$$\arg Y_b(j\omega) = -\pi. \quad (24)$$

În acest caz, din relaţia exactă :

$$M(\omega) = |Y_0(j\omega)| = \frac{|Y_b(j\omega)|}{|1 + Y_b(j\omega)|} \quad (25)$$

se obţine o relaţie aproximativă :

$$M(\omega) = |Y_0(j\omega)| = \frac{|Y_b(j\omega)|}{1 - |Y_b(j\omega)|}, \quad (26)$$

întrucît, conform cu (24), pentru punctul de tangenţă vectorul complex $Y_b(j\omega)$ se găseşte pe semiaxa reală negativă.

La limita admisă de suprareglajul impus

$$M(\omega) = M_{max}$$

şi deci :

$$M_{max} = \frac{|Y_b(j\omega)|}{1 - |Y_b(j\omega)|}. \quad (27)$$

Din (23) şi (24) rezultă :

$$\arg Y_b(j\omega) = \operatorname{arctg}(\omega T_i) - \operatorname{arctg}(\omega T_f) -$$

$$-\frac{\pi}{2} - \omega\tau = -\pi. \quad (28)$$

O a doua aproximare permite să se considere :

$$\operatorname{arctg}(\omega T_f) = \operatorname{arctg}(\omega T_i), \quad (29)$$

întrucît în practică valorile rezultate pentru T_i nu sînt, în multe cazuri, mult diferite de valorile T_f. Ulterior se indică influenţa acestei aproximări, precum şi o variantă cu renunţarea la această aproximare.

Cu aproximarea (29) se obţine din (28) :

$$\omega\tau = \frac{\pi}{2} \quad (30)$$

şi deci pulsaţia în punctul de tangenţă va fi :

$$\omega = \frac{\pi}{2\tau}. \quad (31)$$

Din (23) şi (27) se obţine :

$$M_{max} = \frac{\frac{K_R K_f}{T_i} \cdot \frac{\sqrt{\omega^2 T_i^2 + 1}}{\omega\sqrt{\omega^2 T_f^2 + 1}}}{1 - \frac{K_R K_f}{T_i} \cdot \frac{\sqrt{\omega^2 T_i^2 + 1}}{\omega\sqrt{\omega^2 T_f^2 + 1}}} \quad (32)$$

şi înlocuind (31) în (32) rezultă, după unele transformări, următoarea relaţie între K_R şi T_i, pentru $\tau = ct$ şi pentru K_f şi T_f date :

$$K_R = \frac{M_{max}}{M_{max}+1} \cdot \frac{\pi}{2\,\tau\,T_f} \sqrt{\frac{\pi^2\,T_f^2 + 4\,\tau^2}{\pi^2 + 4\,\frac{\tau^2}{T_i^2}}}. \qquad (33)$$

Reprezentarea grafică a dependenţei (33) în planul K_R, T_i are aspectul din figura 2, pentru diverse valori $\tau = ct$; din (33) rezultă că pentru $T_i = 0$ se obţine $K_R = 0$ (dacă $\tau \neq 0$), iar pentru $T_i \to \infty$ se obţine :

$$K_R = \frac{M_{max}}{M_{max}+1} \cdot \frac{\pi}{2\,\tau\,K_f} \sqrt{\frac{\pi^2\,T_f^2 + 4\,\tau^2}{\pi^2}}, \qquad (34)$$

deci $K_R = ct$ (pentru $\tau = ct$ şi dacă $\tau \neq 0$).

Din (34) rezultă că dacă τ creşte, valoarea K_R scade şi deci curbele din figura 2 se apropie de axa absciselor : acest lucru confirmă faptul că pentru obţinerea aceluiaşi suprareglaj σ_{max} este necesar ca valoarea K_R să scadă (pentru valori $T_i = ct$) atunci cînd τ creşte, întrucît astfel scade valoarea factorului total de amplificare $K_1 = \frac{K_R\,K_f}{T_i}$.

Deoarece performanţele tranzitorii impun $\sigma \leqslant \sigma_{max}$ şi deci $M \leqslant M_{max}$, zona permisă pentru punctele definite de coordonatele K_R, T_i se găseşte sub curbele trasate pentru diverse

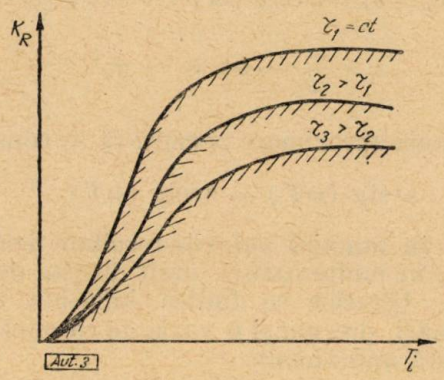


Fig. 2

valori $\tau = ct$, după cum rezultă din (33) : cînd $M < M_{max}$ (pentru $\tau = ct$ şi $T_i = ct$), rezultă o micşorare a valorii K_R.

Cunoscînd valoarea τ din (4) şi adoptînd o valoare M_{max} pentru asigurarea suprareglajului impus, se construieşte curba corespunzătoare relaţiei (33), obţinîndu-se de exemplu curba din figura 3.

Întrucît pentru acordarea optimă este impusă condiţia (13), din origine se duce tangenta la curba din figura 3, coordonatele punctului de tangenţă definind valorile de acordare optimă $K_{R\,opt}$ şi $T_{i\,opt}$, întrucît raportul $\frac{K_{Ropt}}{T_{iopt}}$ are valoarea maximă în comparaţie cu orice raport între valori K_R şi T_i definite de puncte din zona de sub curba sau de pe curba din figura 3, puncte pentru care $M \leqslant M_{max}$ şi deci $\sigma \leqslant \sigma_{max}$.

Dacă se renunţă la aproximaţia (29) şi se lucrează cu relaţia (28), atunci cotul curbelor

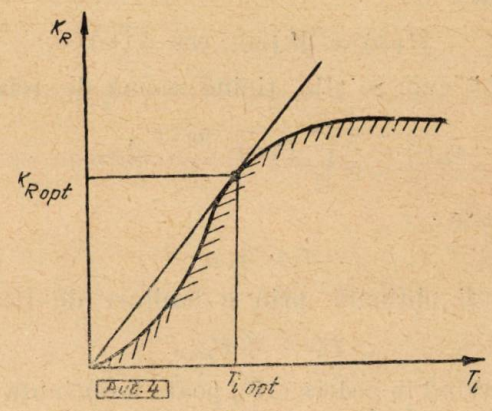


Fig. 3

din figura 2 şi figura 3 este şi mai pronunţat, valorile $K_{R\,opt}$ şi $T_{R\,opt}$ fiind astfel sensibil mai exact determinate.

În cazul folosirii relaţiei (28) se utilizează dezvoltările în serie :

$$\operatorname{arctg}(\omega T_f) = \omega T_f - \frac{(\omega\,T_f)^3}{3} + \frac{(\omega\,T_f)^5}{5} \ldots \qquad (35)$$

pentru $\omega T_f < 1$, şi respectiv :

$$\operatorname{arctg}\,(\omega\,T_f) = \frac{\pi}{2} - \frac{1}{\omega\,T_f} + \frac{1}{3\,(\omega\,T_f)^3} \ldots \qquad (36)$$

pentru $\omega T_f \geqslant 1$.

În cazul seriei din (35) se reţine primul termen, iar în cazul seriei din (36) se reţin primii doi termeni.

În mod analog se dezvoltă în serie şi arctg (ωT_i) din relaţia (28). Întrucît valoarea parametrului T_i nu este încă cunoscută, ci urmează să fie determinată, se procedează în modul următor : se dau diferite valori parametrului T_i, determinîndu-se valorile ω care rezultă pentru satisfacerea ecuaţiei (28) ; perechile de valori T_i şi ω obţinute din (28) se introduc în (32), determinîndu-se valorile K_R corespunzătoare diferitelor valori date parametrului T_i, deci găsindu-se un număr de puncte ale curbelor din figura 2 şi figura 3.

4. Concluzii desprinse din rezultatele obţinute

Criteriul propus a fost aplicat pentru diverse expresii ale funcţiei de transfer a instalaţiei tehnologice, impunînd :

$$M_{max} = 1{,}05, \qquad (37)$$

valoare care ar corespunde aproximativ unei performanţe :

$$\sigma \leqslant 25\,\%,$$

întrucît pentru $M_{max} = 1$ şi deci pentru $P(\omega) \leqslant 1$ se ştie că rezultă $\sigma \leqslant 18\%$.

De remarcat că condiţia (37) este mai severă decît cea adoptată în [7], în această din urmă lucrare — destinată tot reglării instalaţiilor cu timp mort — impunîndu-se $M_v = 1{,}25$.

După trasarea curbei din figura 3 şi determinarea valorilor $K_{R\,opt}$ şi $T_{i\,opt}$, aceste valori numerice au fost înlocuite în (14), rezultînd $Y(s)$, iar apoi a fost determinată funcţia de transfer a sistemului închis:

$$Y_0(s) = \frac{Y(s)}{1 + Y(s)}$$

în ipoteza reacţiei principale directe.

Răspunsurile aproximative $x_e(t)$ la o treaptă unitară $x_i(t) = [1]$ au fost obţinute din:

$$X_e(s) = Y_0(s) \cdot X_i(s) = Y_0(s) \cdot \frac{1}{s}$$

folosind metoda expusă în anexă; pe curbele $x_e(t)$ au fost verificate valorile obţinute pentru suprareglajul σ în cazul diverselor instalaţii tehnologice considerate.

S-a constatat că valorile σ obţinute sînt ceva mai mari decît valoarea $\sigma_{max} \cong 25\%$ corespunzătoare condiţiei adoptate $M_{max} = 1{,}05$, fiind cuprinse între $\sigma = 28\%$ şi $\sigma = 38\%$.

Această depăşire se datoreşte aproximărilor făcute prin trecerea de la relaţia (25) la (26), fiind mai mare în cazul cînd se adoptă şi a doua aproximare, exprimată prin relaţia (29).

De asemenea s-a constatat că dacă se reduce cu circa 20% valoarea $K_{R\,opt}$ obţinută prin metoda propusă, păstrîndu-se totodată valoarea $T_{i\,opt}$ rezultată — acceptînd astfel o mică abatere de la condiţia (13) de comportare optimă a sistemului în raport cu perturbările — se obţin răspunsuri $x_e(t)$ la care $\sigma \leqslant 10\%$, suprareglajul fiind astfel sensibil mai mic decît $\sigma_{max} \cong 25\%$ corespunzător condiţiei adoptate $M_{max} = 1{,}05$.

Din valorile obţinute pentru $T_{i\,opt}$ în cazurile studiate rezultă că pentru T_i se obţin prin criteriul propus valori cu puţin mai mici decît prin criteriul Ziegler-Nichols, confirmîndu-se astfel faptul — constatat în o serie de cazuri prin modelare — că acest din urmă criteriu conduce la valori întrucîtva mărite pentru T_i.

ANEXĂ

Răspunsurile $x_e(t)$ la o treaptă unitară $x_i(t) = [1]$ au fost obţinute extinzîndu-se aplicarea formelor z [8] la sistemele cu timp mort [9].

Astfel, pornind de la expresia obţinută pentru $X_e(s)$, s-a adoptat o perioadă de eşantionare T care să satisfacă două condiţii:

a) să fie un divizor al valorii τ, deci [10]:

$$T = \frac{\tau}{k}, \text{ cu } k = 1, 2, 3 \ldots \qquad (38)$$

pentru a rezulta $e^{-\tau s} = e^{-kTs} = z^{-k}$; (39)

b) să reprezinte aproximativ a zecea parte din perioada T_n a oscilaţiei neamortizate [8]:

$$T \cong \frac{1}{10} T_n = \frac{1}{10 f_n} = \frac{1}{10 \frac{\omega_n}{2\pi}} = \frac{1}{10} \cdot \frac{2\pi}{\omega_n} \qquad (40)$$

(unde f_n şi ω_n sînt frecvenţa şi pulsaţia naturală a sistemului neamortizat, definite de poziţia polilor dominanţi) pentru a avea circa 10 valori eşantionate în decursul unei perioade de oscilaţie.

Împărţind la numărătorul şi numitorul expresiei $X_e(s)$ cu puterea maximă a lui s, se înlocuiesc apoi valorile s^{-1}, s^{-2}, s^{-3} etc. cu formele z, iar $e^{-\tau s}$ se înlocuieşte cu z^{-k}, conform cu (39). Adăugînd coeficientul $\frac{1}{T}$, datorită eşantionării, se obţine astfel $X_e^*(z)$ sub forma unui raport de două polinoame în z; după împărţirea lor rezultă un polinom ai cărui coeficienţi sînt valorile aproximative ale răspunsului la intervalele de eşantionare.

BIBLIOGRAFIE

[1] Oppelt, W. *Kleines Handbuch technischer Regelvorgänge.* Verlag Chemie, 1956.

[2] Ziegler, J. G. şi Nichols, N. B. *Optimum settings for automatic controller.* În: Trans. ASME, 64, 1942, p. 759.

[3²] Kopelovici A. P. *Sisteme de reglare automată.* Bucureşti, Ed. tehnică, 1963.

[4] Naslin, P. *Polynomes normaux et critère algébrique d'amortissement.* În: Automatisme, iun — iul 1963.

[5] Kessler, E. *Über die Vorausberechnung optimal abgestimmter Regelkreisen.* În: Regelungstechnik, nr. 1, 2, 1955.

[6] Rotaci, V. Ia. *Rasciot nastroiki promîşlennîh sistem regulirovania.* Moscova, Gosenergoizdat, 1961.

[7] Buckley, P. S. *Avtomaticeskoe regulirovanie protessov s cistim zapozdîvaniem.* Trudî Mejdunarodnogo Kongressa IFAC 1960, tom I. Moscova. Izd. Akademii Nauk S.S.S.R., 1961.

[8] Thaler, G. J. şi Pastel, M. P. *Analysis and design of nonlinear feedback control systems.* New York, Mc Graw Hill, 1962.

[9] Călin, S. *Determinarea performanţelor tranzitorii la sistemele automate cu timp mort.* Comunicare la sesiunea ştiinţifică a Institutului politehnic „Gheorghe Gheorghiu-Dej", 1965.

[10] Mishkin, E. şi Braun, L. *Adaptive control systems.* New York, Mc Graw Hill, 1961.

Dr. ing. M. PETRESCU

Analiza circuitelor de amplificare cu tranzistoare cu ajutorul metodei grafurilor de semnal

1. Introducere

Metoda grafurilor de semnal [1], [2], [3] face parte din grupul de metode moderne de analiză a circuitelor electrice şi electronice liniare sau liniarizabile. Utilizarea acestor noi metode — deseori numite metode topologice — devine tot mai largă, întrucît în multe cazuri ele asigură o mare sugestivitate a analizei şi o simplitate pronunţată faţă de procedeele obişnuite, clasice (metoda ecuaţiilor tensiunilor de noduri, metodele matriciale etc.).

În prezenta lucrare nu vor fi redate bazele metodei grafurilor de semnal. Reamintim numai că efectuarea analizei unui circuit pe această cale pleacă de la proprietăţile topologice ale grafului corespunzător acestui circuit. Amănunte privind definirea noţiunii de graf, proprietăţile grafurilor şi operaţiile de transfigurare a acestora sînt cuprinse în lucrările menţionate [1], [2], [3].

Scopul articolului de faţă este de a prezenta unele concluzii la care a ajuns autorul în legătură cu folosirea metodei grafurilor de semnal în studiul circuitelor de amplificare cu tranzistoare, precum şi cîteva exemple concrete de analiză. Pentru simplitate, în cele ce urmează se va folosi termenul „graf" în loc de „graf de semnal".

2. Construcţia grafului unui circuit cu tranzistoare

Problema fundamentală de la care porneşte analiza unui circuit cu tranzistoare (ca, de altfel, a oricărui circuit electric) constă în construirea grafului circuitului. În acest paragraf se propune o metodă de construire a grafului care are la bază reprezentarea tranzistorului sub formă de cvadripol. Dacă este necesară efectuarea analizei unei scheme complexe, cu mai multe tranzistoare cuplate în cascadă, aceasta poate fi descompusă într-un număr de cvadripoli elementari. Metoda propusă este generală şi ea poate fi utilizată pentru orice fel de conexiune a tranzistoarelor.

După cum este cunoscut, la semnale mici tranzistorul poate fi examinat ca un sistem liniar şi el poate fi înlocuit cu un cvadripol liniar, ale cărui tensiuni şi curenţi de intrare şi de ieşire sînt reciproc dependente. Alegînd ca variabile independente oricare pereche din aceste patru mărimi, se obţine un sistem sau altul de ecuaţii, care descriu comportarea cvadripolului echivalent cu tranzistorul; matricea coeficienţilor fiecărei ecuaţii coincide cu matricea parametrilor tranzistorului, corespunzătoare modului de alegere a mărimilor independente. Întrucît la semnale mici ecuaţiile care leagă curenţii şi tensiunile aferente tranzistorului prin intermediul parametrilor acestuia sînt liniare, fiecărui sistem de parametri îi va corespunde un graf.

Pentru tranzistorul conectat în schema cu emitorul comun (de care ne vom ocupa în continuare în mod preferenţial) (fig. 1), sistemelor de parametri z_{ij}, y_{ij}, a_{ij}, şi h_{ij} le corespund grafurile reprezentate în figura 2. În fiecare din aceste grafuri, două dintre noduri sînt noduri sursă, iar celelalte două, noduri de scurgere. Reamintim că semnalelor nodurilor sursă le corespund variabilele independente, iar semnalelor nodurilor de scurgere, variabilele dependente.

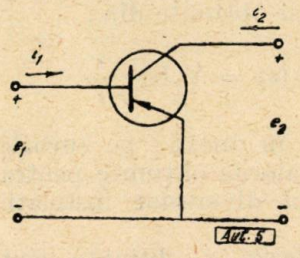


Fig. 1

Se va arăta pe scurt cum pot fi utilizate diferitele grafuri din figura 2, pentru analiza unui etaj de amplificare cu un singur tranzistor, fără reacţie, a cărui schemă pentru semnale

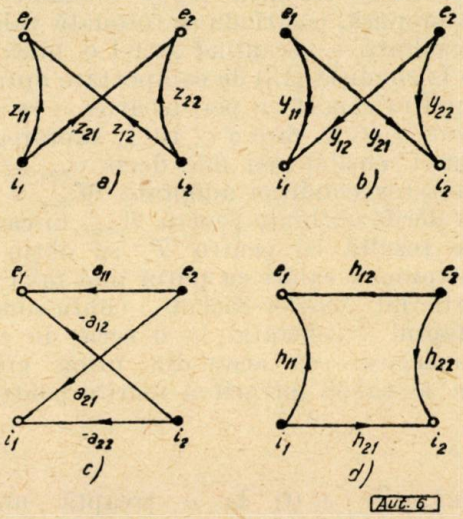


Fig. 2

variabile este prezentată în figura 3. În schemă, Z_g este impedanţa internă a generatorului de semnal, G — conductanţa echivalentă a circuitului de polarizare a joncţiunii emitor-bază, Y_s — admitanţa de sarcină.

Pentru a construi graful etajului de amplificare în parametrii z_{ij} (sau graful „z"), se va

utiliza graful din figura 2,*a*, completat cu ecuaţiile circuitului de intrare al amplificatorului :

$$i_1 = i_g - Ge_1;$$
$$i_g = \frac{V_g}{Z_g}; \qquad (1)$$
$$V_g = e_g - e_1.$$

Ţinînd seamă de sistemul de ecuaţii (1), se obţine graful căutat (fig. 4, *a*). Acesta prezintă cinci contururi ($v_g\ i_g\ i_1\ e_1\ v_g$; $v_g\ i_g\ i_1\ e_2\ i_2\ e_1\ v_g$; $e_1\ i_1\ e_2\ i_2\ e_1$; $e_1 i_1 e_1$; $e_2\ i_2\ e_2$), ale căror transmitanţe sînt determinate de relaţiile :

$$L_1 = -\frac{z_{11}}{Z_g}; \quad L_4 = -z_{11}G;$$
$$L_2 = \frac{z_{12}\, z_{21}\, Y_s}{Z_g}; \quad L_5 = -z_{22}\, Y_s. \qquad (2)$$
$$L_3 = z_{12}\, z_{21}\, G Y_s;$$

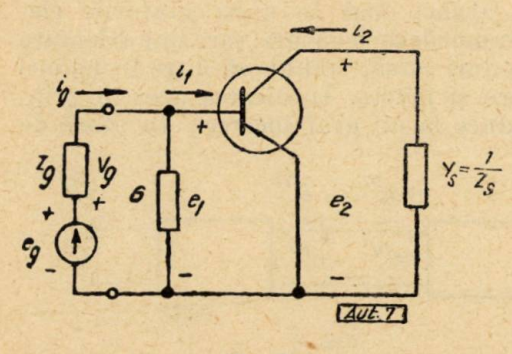


Fig. 3

Determinantul grafului are, prin definiţie, expresia :

$$\Delta = 1 - (L_1 + L_2 + L_3 + L_4 + L_5) + L_1 L_5 + L_4 L_5 \qquad (3)$$

sau ţinînd seamă de (2) :

$$\Delta = \frac{(1 + z_{22}\, Y_s)\, Z_g + (1 + GZ_g)(z_{11} + |z|\, Y_s)}{Z_g}, \qquad (4)$$

unde :

$$|z| = z_{11} z_{22} - z_{12} z_{21}.$$

Între nodurile e_g şi e_2 ale grafului poate fi distinsă o singură cale ; transmitanţa acestei căi şi complementul său algebric se exprimă prin formulele :

$$P_1 = \frac{z_{21}}{Z_g}; \qquad (5)$$
$$D_1 = 1.$$

Conform regulei generale a transmitanţei grafului [1], factorul de amplificare în tensiune al circuitului analizat este dat de relaţia* :

$$A_u = \frac{e_2}{e_g} = \frac{P_1 D_1}{\Delta}. \qquad (6)$$

Ţinînd seamă de expresiile (4), (5) şi (6), se găseşte cu uşurinţă :

$$A_u = \frac{z_{21}}{(1 + z_{22}\, Y_s)\, Z_g + (1 + GZ_g)(z_{11} + |z|\, Y_s)}. \qquad (7)$$

Dacă se admite că $Z_g = 0$, $G = 0$, se obţine cunoscuta formulă :

$$A_u = \frac{z_{21}}{z_{11} + |z|\, Y_s}. \qquad (8)$$

În mod similar pot fi găsiţi şi ceilalţi parametri mai importanţi ai etajului de amplificare : factorul de amplificare în curent, impedanţa de intrare, impedanţa de ieşire etc.

Pentru a analiza etajul de amplificare cu ajutorul grafului „*y*", se observă că din sistemul de ecuaţii (1) rezultă :

$$e_1 = \frac{1}{1 + GZ_g}\, e_g - \frac{Z_g}{1 + GZ_g}\, i_1. \qquad (9)$$

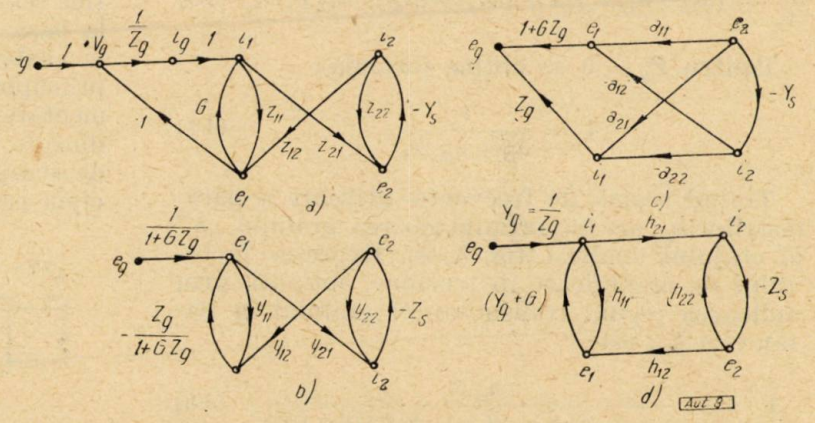


Fig. 4

Cu ajutorul ecuaţiei (9) şi al grafului din figura 2, *b*, se construieşte graful „*y*" al etajului analizat (fig. 4, *b*). Procedînd în acelaşi fel ca mai sus, se aplică regula generală a transmitanţei grafului şi se găseşte pentru factorul de amplificare în tensiune expresia :

$$A_u = \frac{-\, y_{21} Z_s}{(1 + GZ_g)(1 + y_{22} Z_s) + (y_{11} + |y|\, Z_s) Z_g}, \qquad (10)$$

unde :

$$|y| = y_{11} y_{22} - y_{12} y_{21}.$$

Dacă $Z_g = 0$, $G = 0$:

$$A_u = -\frac{y_{21} Z_s}{1 + y_{22} Z_s}. \qquad (11)$$

Etajul de amplificare cu un singur tranzistor poate fi analizat de asemenea cu ajutorul grafului în parametrii a_{ij} (graful „*a*"). Pentru construirea grafului „*a*" este necesar să se

---

* Reamintim că, în cazul în care între nodul e_g şi nodul e_2 ar fi existat mai multe căi, cu transmitanţele P_1, P_2, P_3 ... şi complementele algebrice $D_1, D_2, D_3 \cdots$, factorul de amplificare în tensiune s-ar fi exprimat prin relaţia generală $A_u = \frac{e_2}{e_g} = \frac{\sum_i P_i D_i}{\Delta}$.

exprime tensiunea sursei de semnal în funcţie de curentul de intrare şi tensiunea de intrare ale amplificatorului:

$$e_g = Z_g\, i_1 + (1 + GZ_g)\, e_1. \qquad (12)$$

Graful căutat este reprezentat în fig. 4, *c*. După cum se vede, în acest graf nu există contururi, prin urmare determinantul său va fi egal cu unitatea. O altă particularitate remarcabilă a grafului „*a*" constă în faptul că nodul e_2 are rol de nod sursă, pe cînd nodul e_g îndeplineşte funcţia de nod de scurgere. Ţinînd seamă de această împrejurare, este comod ca de această dată să fie determinat — cu ajutorul regulei generale a transmitanţei grafului — factorul invers de amplificare în tensiune, $\frac{e_g}{e_2}$. Acesta va fi determinat de relaţia:

$$\frac{1}{A_u} = (a_{11} + a_{12} Y_s)(1 + GZ_g) + (a_{21} + a_{22} Y_s) Z_g. \qquad (13)$$

Pentru $Z_g = 0$ se obţine formula:

$$A_u = \frac{1}{a_{11} + a_{12}\, Y_s}. \qquad (14)$$

Ţinînd seamă de frecventa utilizare a parametrilor h_{ij}, are importanţă găsirea grafului „*h*" al etajului analizat (fig. 4, *d*). Expresia factorului de amplificare în tensiune, obţinută prin aplicarea regulii transmitanţei grafului în parametri h_{ij}, este:

$$A_u = -\frac{h_{21}\, Z_s}{(1 + h_{22} Z_s)\, Z_g + (h_{11} + |h|\, Z_s)(1 + GZ_g)}, \qquad (15)$$

unde:

$$|h| = h_{11}\, h_{22} - h_{12}\, h_{21}.$$

Pentru $Z_g = 0$, expresia mărimii A_u are aspectul cunoscut din teoria cvadripolilor:

$$A_u = \frac{h_{21}\, Z_s}{h_{11} + |h|\, Z_g}. \qquad (16)$$

Un interes deosebit prezintă aplicarea metodei grafurilor de semnal la analiza unui amplificator realizat prin conectarea în cascadă a

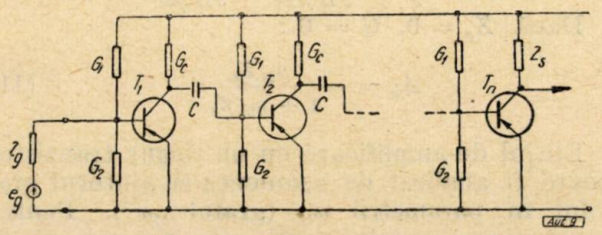


Fig. 5-a

n etaje cu un singur tranzistor (fig. 5, *a*). În figura 5, *b* este reprezentată schema amplificatorului, valabilă pentru semnale variabile. Pentru simplitatea expunerii se va presupune că toate tranzistoarele amplificatorului sînt identice; sînt identice de asemenea şi rezistenţele de polarizare a joncţiunilor emitor-bază ale diferitelor tranzistoare, precum şi rezistenţele de colector. În schema din figura 5, *b*, $G^{(1)} = G_1 + G_2$, iar $G = G_1 + G_2 + G_c$.

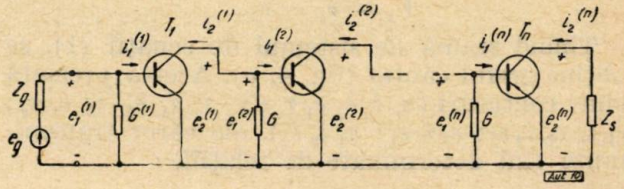


Fig. 5-b

Graful general al amplificatorului cu *n* etaje poate fi obţinut prin conexiunea grafurilor elementare, de tipul celor reprezentate în figura 4. În construirea grafului general trebuie să se ţină seamă de principiul „cauză-efect", care stă la baza utilizării metodei grafurilor de semnal în analiza circuitelor electrice. Potrivit acestui principiu, atunci cînd se unesc grafurile elementare, ramurile de legătură, care sînt orientate dinspre noduri sursă, trebuie să intre în noduri de scurgere şi invers. Încălcarea acestui principiu conduce la un graf incorect. În afară de

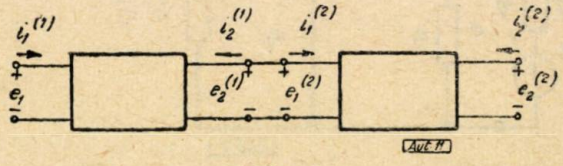


Fig. 6

aceasta, la conectarea în cascadă a grafurilor elementare trebuie să se ţină seamă de faptul că pentru doi cvadripoli, conectaţi ca în figura 6, sînt valabile relaţiile:

$$e_2^{(1)} = e_1^{(2)};$$
$$i_2^{(1)} = -\, i_1^{(2)}. \qquad (17)$$

Să examinăm particularităţile utilizării diferitelor grafuri elementare (*z*, *y*, *a*, *h*) la analiza amplificatorului cu *n* etaje. În acest scop, se observă că, pentru circuitul de intrare al fiecărui etaj, poate fi scrisă o ecuaţie care leagă curentul de intrare al etajului considerat şi curentul de ieşire al etajului precedent. De exemplu, pentru al doilea tranzistor din schema prezentată în figura 5, *b* se poate scrie:

$$e_1^{(2)} = -\frac{1}{G}\, i_2^{(1)} - \frac{1}{G}\, i_1^{(2)}. \qquad (18)$$

Ne putem uşor convinge că pentru analiza circuitului examinat nu este permisă folosirea în exclusivitate a grafurilor „*z*", întrucît la conexiunea în cascadă a grafurilor elementare

„z" nu se respectă regula de compatibilitate a nodurilor sursă cu nodurile de scurgere.

Dacă va fi utilizat sistemul parametrilor y_{ij}, la conexiunea în cascadă a grafurilor „y" regula de compatibilitate amintită nu este încălcată. Ţinînd seamă de ecuaţiile de tipul (18),

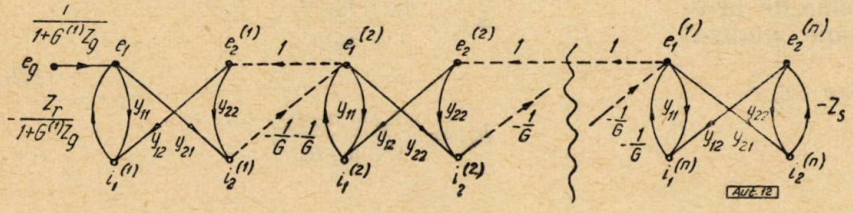


Fig. 7

poate fi construit graful general „y" al amplificatorului cu n etaje (fig. 7).

În acest graf, nodurile e_g şi $e_2^{(n)}$ sînt unite printr-o singură cale de transmitanţă ($e_g\ e_1^{(1)}\ i_2^{(1)}\ e_1^{(2)}\ i_2^{(2)}\ e_1^{(3)} \ldots i_2^{(n-1)}\ e_1^{(n)}\ i_2^{(n)}\ e_2^{(n)}$), iar numărul de contururi este 3 n. Dacă $Z_g = 0$, numărul de contururi devine $3n - 2$, deoarece în graful primului etaj rămîne un singur contur.

Analiza amplificatoarelor cu tranzistoare cu mai multe etaje prin grafurile „y" este comodă, deoarece în acest caz transmitanţele contururilor pot fi calculate uşor şi, prin urmare, se determină fără dificultate şi determinantul grafului. Aceasta se explică prin faptul că, în graful general al amplificatorului (fig. 7), contururile sînt distribuite pe grafuri „y" elementare şi nici unul din ele nu cuprinde întreg graful amplificatorului.

În figura 8 este reprezentat graful general al amplificatorului, în parametri a_{ij}. În acest graf nu există nici un contur, prin urmare $\Delta = 1$ şi ca atare în analiza amplificatorului nu vor apărea greutăţi legate de calculul determinantului grafului. În graful „a" al amplificatorului, semnalul se transmite de la sarcină către sursă, iar de la nodul e_g la nodul $e_2^{(n)}$ nu conduce nici o cale de transmitanţă.

La prima vedere s-ar părea că analiza amplificatoarelor cu mai multe etaje cu ajutorul grafului „a" este foarte comodă, deoarece într-un astfel de graf nu există contururi. Cu toate acestea numărul de căi de transmitanţă de la nodul $e_2^{(n)}$ către nodul e_g creşte repede cu numărul de etaje ale amplificatorului (pentru $n = 2$ numărul căilor este 12, iar pentru $n = 3$ în graf pot fi distinse 48 căi de transmitanţă), fapt care poate conduce la mari dificultăţi de calcul.

Graful „h" general al schemei analizate se dă în figura 9. Din examinarea figurii rezultă că acest graf comportă $n\ (n + 2)$ contururi şi o cale de transmitanţă între nodurile e_g şi $e_2^{(n)}$. Prin urmare, numărul de contururi în graful „h" va fi totdeauna mai mare decît în graful „y", cu excepţia cazului $n = 1$. Totodată se observă că numărul de contururi din graful „h" creşte cu n mai repede decît în graful „y".

Din scurta analiză prezentată se poate trage concluzia că, în studiul amplificatorului cu tranzistoare cu n etaje (în special pentru valori mari ale lui n), maximul de comoditate se realizează prin utilizarea grafului „y", care are un număr minim de contururi (excluzînd bineînţeles graful „a"). Totuşi, luînd în considerare larga răspîndire a parametrilor hibrizi, pentru $n \leqslant 4$ este raţională folosirea grafului „h".

Analiza unui lanţ de etaje amplificatoare cu un singur tranzistor poate fi făcută, de asemenea, prin utilizarea combinată a grafurilor „z" şi „y", întrucît în acest caz regula de compatibilitate a nodurilor sursă cu nodurile de scurgere va fi respectată. În graful general al amplificatorului, grafele „z" şi „y" se vor succeda.

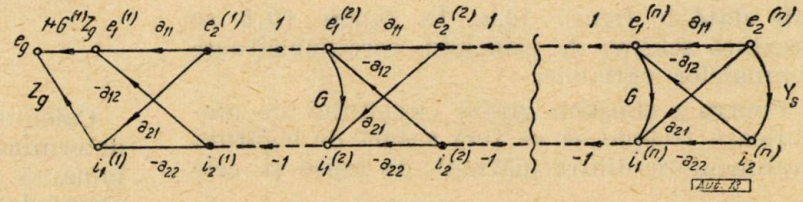


Fig. 8

3. Analiza unor circuite practice de amplificare prin metoda grafurilor

Scopul acestui paragraf este de a ilustra aplicarea concretă a metodei grafurilor de semnal prin prezentarea analizei complete a două circuite de amplificare cu tranzistoare, care se întîlnesc în mod frecvent în practică: amplificatorul cu un tranzistor, cu reacţii negative de curent şi de tensiune, şi amplificatorul cascod cu tranzistoare. Cu acest prilej, în afară de aplicarea unora din rezultatele menţionate în paragraful precedent, se va putea urmări modul în care se ţine seamă, la construirea grafului, de prezenţa unor circuite suplimentare (ca, de exemplu, circuitele de reacţie). În fiecare din cele două cazuri, analiza (care se face cu

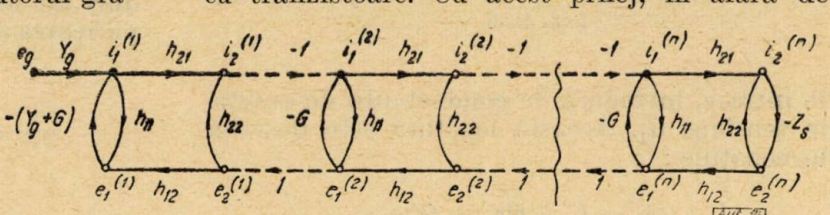


Fig. 9

ajutorul grafurilor „h") urmăreşte determinarea principalilor parametri ai schemelor examinate : factorul de amplificare în tensiune, factorul de amplificare în curent, impedanţa de intrare, impedanţa de ieşire.

Amplificatorul cu un tranzistor, cu reacţii negative de curent şi de tensiune. Schema de principiu a amplificatorului care trebuie analizat

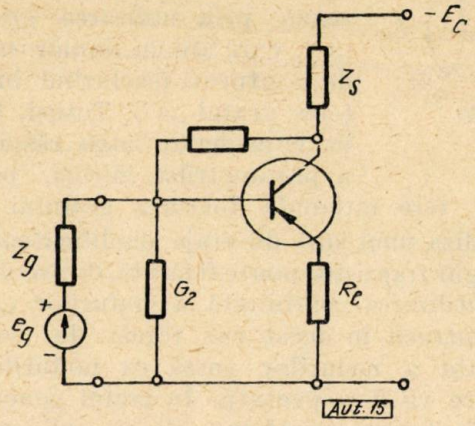


Fig. 10-a

este dată în figura 10,*a*. În figura 10,*b* se prezintă schema de principiu, corespunzătoare semnalelor variabile.

Pentru a construi graful circuitului de amplificare trebuie să se ţină seamă de legătura suplimentară dintre mărimile de ieşire şi cele

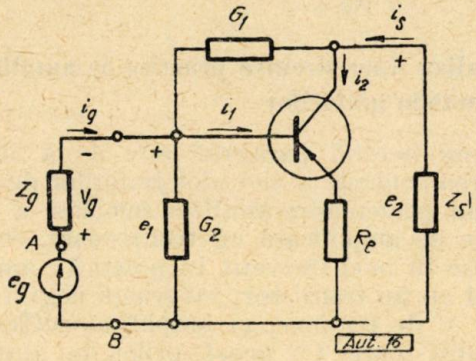


Fig. 10-b

de intrare, introdusă de conductanţa de reacţie de tensiune G_1. Această legătură este descrisă de ecuaţiile :

$$i_1 = i_g - Ge_1 + G_1 e_2 ;$$

$$i_s = i_2 - G_1 e_1 + G_1 e_2, \tag{19}$$

unde $G = G_1 + G_2$.

Cu ajutorul relaţiilor (19) a fost construit graful amplificatorului (fig. 11,*a*). Parametrii h'_{ij} se determină luînd în considerare prezenţa rezistenţei de reacţie de curent (R_e) în circuitul de emitor al tranzistorului [2] :

$$h'_{11} = \frac{h_{11} + (1 + h_{21} - h_{12} + |h|) R_e}{1 + h_{22} R_e};$$

$$h'_{12} = \frac{h_{12} + h_{22} R_e}{1 + h_{22} R_e};$$

$$h'_{21} = \frac{-h_{21} + h_{22} R_e}{1 + h_{22} R_e}; \tag{20}$$

$$h'_{22} = \frac{h_{22}}{1 + h_{22} R_e}.$$

În graful din figura 11, *a* se pot distinge nouă contururi : $v_g\, i_g\, i_1 e_1 v_g$; $v_g\, i_g\, i_1 i_2 i_s e_2 e_1 v_g$; $i_1 i_2 i_s e_2 e_1 i_1$; $i_1 i_2 i_s e_2 i_1$; $i_1 e_1 i_1$; $i_2 i_s e_2 i_2$; $i_s e_2 i_s$; $i_s e_2 i_1 e_1 i_s$; $i_s e_2 e_1 i_s$.

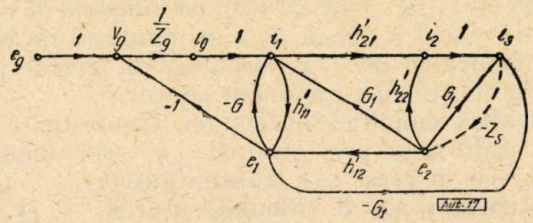


Fig. 11-a

Calculînd transmitanţa acestor contururi şi determinantul grafului se poate trece la determinarea parametrilor schemei. Totuşi, ţinînd seamă de numărul mare de contururi ale grafului

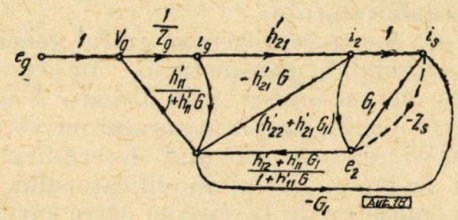


Fig. 11-b

este raţional ca la început să eliminăm unele noduri ale acestuia, ceea ce va contribui la simplificarea analizei. În figura 11, *b* se arată graful

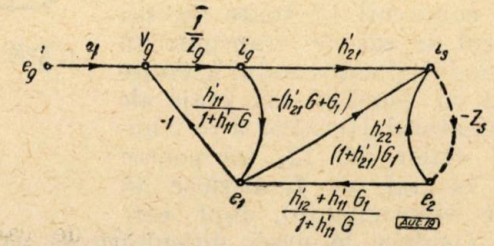


Fig. 11-c

obţinut prin eliminarea nodului i_1. Dacă va fi eliminat şi nodul i_2, graful se simplifică şi mai mult, luînd forma din figura 11, *c*.

În ultimul graf sînt patru contururi distincte ($v_g\, i_g e_1 v_g$; $v_g i_g i_s e_2 e_1 v_g$; $i_s e_2 e_1 i_s$; $i_s e_2 i_s$). Transmitanţele acestor contururi se determină din relaţiile :

$$L_1 = -\frac{1}{Z_g}\cdot\frac{h'_{11}}{1+h'_{11}G}\,;$$

$$L_2 = -\frac{1}{Z_g}\cdot h'_{21} Z_g \frac{h'_{12}+h'_{11}G_1}{1+h'_{11}G}\,;$$

$$L_3 = (h^1_{21}G + G_1)\frac{h'_{12}+h'_{11}G_1}{1+h'_{11}G}\,Z_s\,; \qquad (21)$$

$$L_4 = -\,[h'_{22} + (1+h'_{21})\,G_1]\,Z_s\,.$$

Determinantul grafului din figura 11,*c* se exprimă prin relaţia :

$$\Delta = 1 - (L_1 + L_2 + L_3 + L_4) + L_1 L_4. \qquad (22)$$

Ţinînd seamă de expresiile (22) şi (21), se obţine, după transformări algebrice simple :

$$\Delta = \{h'_{11} + (1+h'_{11}G)\,Z_g + (1+GZ_g)\,(h'_{11}G_1 + |h'|)\,Z_s + [h'_{22} + (1+h'_{21} - h'_{12} - h'_{11}G_1)\,G_1]\,Z_g Z_s\}\,\frac{1}{(1+h'_{11}G)\,Z_g}, \qquad (23)$$

unde :

$$|h'| = h'_{11}h'_{22} - h'_{12}h'_{21}\,.$$

Pentru a determina factorul de amplificare în tensiune al circuitului se observă că, în graful din figura 11, *c*, de la nodul e_g la nodul e_2 conduc două căi : $e_g v_g i_g i_s e_2$ şi $e_g v_g i_g e_1 i_s e_2$. Transmitanţele acestor căi şi complementele lor algebrice sînt determinate de ecuaţiile :

$$P'_1 = -\frac{h'_{21}Z_s}{Z_g}\,;$$

$$P'_2 = \frac{h'_{11}(h'_{21}G + G_1)Z_s}{(1+h'_{11}G)\,Z_g}\,; \qquad (24)$$

$$D'_1 = 1\,;$$

$$D'_2 = 1.$$

Se notează cu A_u factorul de amplificare în tensiune al circuitului analizat. Conform regulei generale a transmitanţei grafului se poate scrie :

$$A_u = \frac{e_2}{e_g} = \frac{P'_1 D'_1 + P'_2 D'_2}{\Delta}. \qquad (25)$$

Introducînd (23) şi (24) în (25), pentru factorul de amplificare în tensiune se găseşte expresia :

$$A_u = \frac{(-h'_{21}+h'_{11}G_1)\,Z_s}{h'_{11}+(1+h'_{11}G)\,Z_g + (1+GZ_g)\,(h'_{11}G_1+|h'|)\,Z_s + [h'_{22}+(1+h'_{21}-h'_{12}-h'_{11}G_1)\,G_1]\,Z_g Z_s}. \qquad (26)$$

Dacă semnalul de intrare este furnizat de un generator ideal de tensiune ($Z_g = 0$), rezultă :

$$A_u = \frac{(-h'_{21}+h'_{11}G_1)\,Z_s}{h'_{11}+(h'_{11}G_1+|h'|)\,Z_s}. \qquad (27)$$

Pentru calculul factorului de amplificare în curent (A_i), observăm că nodurile i_g şi i_s sînt unite în graful din figura 11, *c* prin două căi : $i_g i_s$; $i_g e_1 i_s$. Transmitanţele acestor căi şi complementele lor algebrice sînt date de formulele :

$$P''_1 = h'_{21}\,;$$

$$P''_2 = -\frac{h'_{11}(h'_{21}G + G_1)}{1+h'_{11}G}\,; \qquad (28)$$

$$D''_1 = 1\,;$$

$$D''_2 = 1.$$

Dacă ţinem seamă că :

$$A_i = \frac{i_s}{i_g} = \frac{P''_1 D''_1 + P''_2 D''_2}{\Delta}, \qquad (29)$$

atunci, cu ajutorul relaţiilor (23) şi (28), obţinem cu uşurinţă :

$$A_i = \frac{(h'_{21}-h'_{11}G_1)\,Z_g}{h'_{11}+(1+h'_{11}G)\,Z_g + (1+GZ_g)\,(h'_{11}G_1+|h'|)\,Z_s + [h'_{22}+(1+h'_{21}-h'_{12}-h'_{11}G_1)\,G_1]\,Z_g Z_s}. \qquad (30)$$

Dacă sursa de semnal este un generator ideal de curent ($Z_g = \infty$), atunci :

$$A_i = \frac{h'_{21}-h'_{11}G_1}{1+h'_{11}G+[(h'_{11}G_1+|h'|)\,G+h'_{22}+(1+h'_{21}-h'_{12}-h'_{11}G_1)G_1]\,Z_s}. \qquad (31)$$

Admitanţa de intrare a circuitului între punctele A şi B este prin definiţie determinată de relaţia :

$$Y_i = \frac{i_g}{e_g}. \qquad (32)$$

În graful din figura 11, *c*, de la nodul e_g la nodul i_g conduce o singură cale ($e_g v_g i_g$), cu transmitanţa şi complementul algebric date de expresiile :

$$P'''_1 = \frac{1}{Z_g}\,;$$

$$D'''_1 = 1 - L_3 - L_4 = \{1+h'_{11}G+[h'_{22}+|h'|\,G+(1+h'_{21}-h'_{12}+h'_{11}G_2)\,G_1]\,Z_s\}\,\frac{1}{1+h'_{11}G}. \qquad (33)$$

Pe de altă parte :

$$Y_i = \frac{P'''_1 D'''_1}{\Delta}. \qquad (34)$$

Din relaţiile (23), (33) şi (34), pentru admitanţa de intrare se obţine formula :

$$Y_i = \frac{1 + h'_{11} G + [h'_{22} + |h'| G + (1 + h'_{21} - h'_{12} + h'_{11} G_2) G_1] Z_s}{h'_{11} + (1 + h'_{11} G) Z_g + (1 + GZ_g)(h'_{11} G_1 + |h'|) Z_s + [h'_{22} + (1 + h'_{21} - h'_{12} - h'_{11} G_1) G_1] Z_g Z_s}. \quad (35)$$

Impedanţa de intrare corespunzătoare are expresia :

$$Z_i = Z_g + \frac{h'_{11} + (h'_{11} G_1 + |h'|) Z_s}{1 + h'_{11} G + [h'_{22} + |h'| G + (1 + h'_{21} - h'_{12} + h'_{11} G_2) G_1] Z_s}. \quad (36)$$

Admitanţa de ieşire a schemei examinate este :

$$Y_e = \left.\frac{i_s}{e_2}\right|_{Z_s=0}. \quad (37)$$

În graful din figura 11,*c* nodurile e_2 şi i_s sînt unite prin căile : $e_2 e_1 v_g i_g i_s$; $e_2 e_1 i_s$; $e_2 i_s$; transmitanţele şi complementele algebrice corespunzătoare acestor căi pot fi calculate cu ajutorul relaţiilor de mai jos :

$$P_1^{IV} = -\frac{h'_{21}(h'_{12} + h'_{11} G_1)}{(1 + h'_{11} G) Z_g};$$

$$P_2^{IV} = -\frac{(h'_{21} G + G_1)(h'_{12} + h'_{11} G_1)}{1 + h'_{11} G};$$

$$P_3^{IV} = h'_{22} + (1 + h'_{21}) G_1; \quad (38)$$

$$D_1^{IV} = 1;$$

$$D_2^{IV} = 1;$$

$$D_3^{IV} = 1 - L_1 = 1 + \frac{h'_{11}}{(1 + h'_{11} G) Z_g}.$$

Ştiind că :

$$Y_e = \left.\frac{P_1^{IV} D_1^{IV} + P_2^{IV} D_2^{IV} + P_3^{IV} D_3^{IV}}{\Delta}\right|_{Z_s=0}, \quad (39)$$

cu ajutorul expresiilor (23) şi (38) se obţine :

$$Y_e = \frac{[h'_{11} + (1 + h'_{11} G) Z_g]\,[h'_{22} + (1 + h'_{21}) G_1] - (h'_{12} + h'_{11} G_1)\,[h'_{21} + (h'_{21} G + G_1) Z_g]}{h'_{11} + (1 + h'_{11} G) Z_g}. \quad (40)$$

În cazul conectării unui generator de tensiune la intrarea amplificatorului ($Z_g = 0$), impedanţa de ieşire a acestuia va avea expresia :

$$Z_e = \frac{h'_{11}}{h'_{11}[h'_{22} + (1 + h'_{21}) G_1] - h'_{21}(h'_{12} + h'_{11} G_1)}. \quad (41)$$

Pe baza analizei prezentate mai sus pot fi obţinute uşor expresiile parametrilor schemei în cazul absenţei reacţiei de tensiune. În acest caz se presupune că G_1 — conductanţa de polarizare — este conectată între baza tranzistorului şi borna „minus" a bateriei de alimentare, iar din relaţiile (26), (30), (36) şi (40) trebuie eliminaţi termenii care conţin mărimea G_1. În acest mod se găseşte pentru circuitul fără reacţie de tensiune :

$$A_u = \frac{-h'_{21} Z_s}{h'_{11} + (1 + GZ_g)|h'| Z_s + (1 + h'_{11} G + h'_{22} Z_s) Z_g};$$

$$Z_i = Z_g + \frac{h'_{11} + |h'| Z_s}{1 + h'_{11} G + (h'_{22} + |h'| G) Z_s}; \quad (42)$$

$$A_i = \frac{h'_{21} Z_g}{h'_{11} + (1 + GZ_g)|h'| Z_s + (1 + h'_{11} G + h'_{22} Z_s) Z_g};$$

$$Z_e = \frac{h'_{11} + (1 + h'_{11} G) Z_g}{|h'| + (h'_{22} + |h'| G) Z_g}.$$

Amplificatorul cascod. Să analizăm un amplificator cascod cu tranzistoare (fig. 12,*a*), a

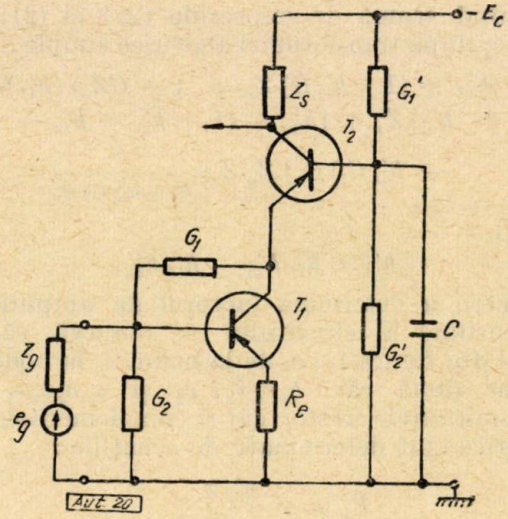


Fig. 12-a

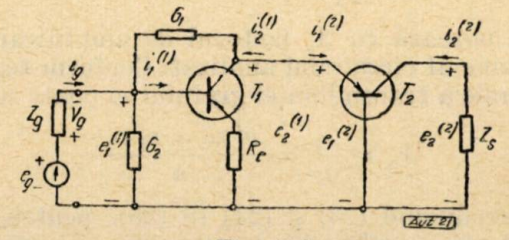


Fig. 12-b

cărui schemă pentru semnale variabile este dată în figura 12, *b*. În figura 13, *a* este prezentat graful circuitului analizat, construit pe baza

grafurilor „h" ale tranzistoarelor T_1 şi T_2. Transmitanţele ramurilor grafului au următoarele semnificaţii :

$$a = \frac{1}{Z_g}; \qquad f = -(h'_{21} G + G_1);$$

$$b = h'_{21}; \qquad g = h^B_{21};$$

$$c = \frac{h'_{12} + h'_{11} G_1}{1 + h'_{11} G}; \qquad h = h^B_{12}; \qquad (43)$$

$$d = \frac{h'_{11}}{1 + h'_{11} G}; \qquad i = h^B_{11};$$

$$e = h'_{22} + (1 + h'_{21}) G_1; \quad j = h^B_{22},$$

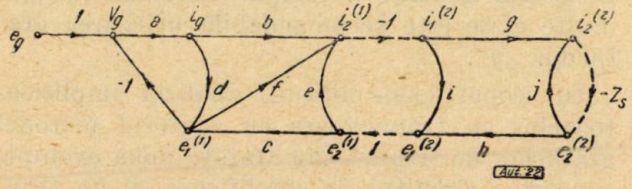


Fig. 13-a

unde parametrii h'_{ij} se determină din relaţiile (20), iar h^B_{ij} sînt parametrii hibrizi ai tranzistorului T_2, conectat cu baza comună.

Graful din figura 13, *a* poate fi simplificat. După eliminarea nodurilor $i_2^{(1)}$, $i_1^{(2)}$, $e_2^{(1)}$, $e_1^{(2)}$ el va avea forma mai simplă din figura 13, *b*.

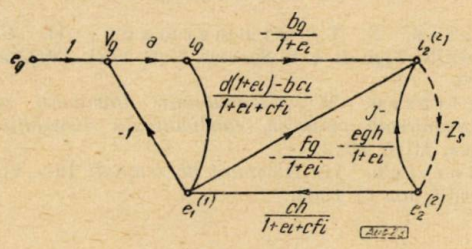


Fig. 13-b

În ultimul graf pot fi distinse contururile : $v_g\, i_g\, e_1^{(1)}\, v_g$; $v_g\, i_g\, i_2^{(2)}\, e_2^{(2)}\, e_1^{(1)}\, v_g$; $i_2^{(2)}\, e_2^{(2)}\, e_1^{(1)}\, i_2^{(2)}$; $i_2^{(2)}\, e_2^{(2)}\, i_2^{(2)}$, ale căror transmitanţe sînt :

$$L_1 = -a \cdot \frac{d(1+e) - cib}{1 + ei + cif};$$

$$L_2 = -a \frac{bg}{1 + ei} \cdot Z_s \cdot \frac{ch}{1 + ei + cif};$$

$$L_3 = Z_s \frac{ch}{1 + ei + cif} \cdot \frac{fg}{1 + ei}; \qquad (44)$$

$$L_4 = -Z_s \left(j - \frac{heg}{1 + ei} \right).$$

Determinantul grafului, calculat cu ajutorul relaţiei : $\Delta = 1 - (L_1 + L_2 + L_3 + L_4) + L_1 L_4$, are expresia :

$$\Delta = \{ [1 + h_{22} Z_s + [h'_{22} + (1 + h'_{21}) G_1] (h^B_{11} + |h^B| Z_s)] \times$$
$$\times [h'_{11} (1 + GZ_g)(1 + h'_{22} h^B_{11}) + h'_{11} h^B_{11} G_1 (1 + G_2 Z_g)] +$$
$$+ h^B_{12} h^B_{21} (h'_{12} + h'_{11} G_1) [G_1 Z_g + h'_{21} (1 + GZ_g)] Z_s \} \times$$
$$\times \frac{1}{Z_g [1 + [h'_{22} + (1 + h'_{21}) G_1] h^B_{11}] [1 + h'_{11} G + h'_{22} h^B_{11} +}$$
$$\frac{1}{+ h^B_{11} G_2 (|h'| + h'_{11} G_1) + h^B_{11} G_1 (1 + h'_{21} - h'_{12} + |h'|)]}, \qquad (45)$$

unde $|h^B| = h^B_{11} h^B_{22} - h^B_{22} h^B_{21}$.

Cu ajutorul formulei (45) şi al regulei generale a transmitanţei grafului poate fi efectuată analiza completă a schemei. Întrucît calculele necesare sînt însă foarte laborioase, această analiză nu se prezintă în lucrarea de faţă. Ţinînd seamă de larga răspîndire a amplificatorului cascod cu tranzistoare, va fi examinată, ca exemplu, o variantă mai simplă a schemei, în care lipseşte reacţia negativă de tensiune aplicată tranzistorului T_1 prin intermediul conductanţei G_1. În acest caz se presupune că G_1 este conectată între baza tranzistorului T_1 şi borna „minus" a bateriei de alimentare. Expresia determinantului grafului corespunzător se obţine atunci din (45), unde se consideră $G_1 = 0$:

$$\Delta = \{ [1 + h'_{22} h^B_{11} + (h^B_{22} + |h^B| h'_{22} Z_s)] [Z_g +$$
$$+ (h'_{11} + h^B_{11} |h'|)(1 + GZ_g)] + h'_{12} h'_{21} h^B_{12} h^B_{21} (1 +$$
$$+ GZ_g) Z_s \} \cdot \frac{1}{Z_g (1 + h'_{22} h^B_{11})(1 + h^B_{11} |h'| G}. \qquad (46)$$

În graful din figura 13, *b*, de la nodul e_g la nodul $e_2^{(2)}$ conduc două căi : $e_g\, v_g\, i_g\, i_2^{(2)}\, e_2^{(2)}$; $e_g\, v_g\, i_g\, e_1^{(1)}\, i_2^{(2)}\, e_2^{(2)}$. Ţinînd seamă de relaţia (46) şi de expresiile transmitanţelor şi complementelor algebrice ale acestor două căi, se poate găsi factorul de amplificare în tensiune al amplificatorului cascod în cazul absenţei reacţiei negative de tensiune prin conductanţa G_1 :

$$A_u = \frac{h'_{21} h^B_{21} (1 + h'_{22} h^B_{11}) Z_s}{[1 + h^B_{22} Z_s + h'_{22} (h^B_{11} + |h^B| Z_s)] [Z_g + (h'_{11} + |h'| h^B_{11})(1 + GZ_g)] + h'_{12} h'_{21} h^B_{12} h^B_{21} (1 + GZ_g) Z_s}. \qquad (47)$$

Dacă se ţine seamă de faptul că în prezenţa reacţiei negative de curent sînt satisfăcute inegalităţile de mai jos :

$$h'_{22} |h^B| \ll h^B_{22};$$

$$|h'| h^B_{11} \ll h'_{11};$$

$$h'_{22} h^B_{11} \ll 1; \qquad (48)$$

$$h'_{12} h'_{21} h^B_{12} h^B_{21} \ll h'_{11} h^B_{22},$$

expresia mărimii A_u devine :

$$A_u \approx \frac{h'_{21} h^B_{21} Z_s}{(1 + h'_{22} h^B_{11} + h^B_{22} Z_s) [h'_{11} + (1 + h'_{11} G) Z_g]}. \qquad (49)$$

În acelaşi mod poate fi obţinut factorul de amplificare în curent al schemei analizate :

$$A_i = \frac{i_2^{(2)}}{i_g} \approx \frac{-h'_{21} h^B_{21} Z_g}{1 + h'_{22} h^B_{11} + h^B_{22} Z_s)[h'_{11} + (1 + h'_{11} G) Z_g]} . \quad (50)$$

Utilizînd regula generală a transmitanţei grafului, se poate determina impedanţa de intrare a circuitului analizat (între punctele A şi B) :

$$Z_i = \frac{[1 + h'_{22} h^B_{11} + (h^B_{22} + h'_{22} \mid h^B \mid) Z_s] [Z_g + (h'_{11} + \mid h' \mid h^B_{11}) (1 + GZ_g)] + h'_{12} h'_{21} h^B_{12} h^B_{21} (1 + GZ_g) Z_s}{[1 + h'_{22} h^B_{11} + (h'_{11} + \mid h' \mid h^B_{11}) G] [1 + h'_{22} h^B_{11} + (h^B_{22} + h'_{22} \mid h^B \mid) Z_s] + h'_{12} h'_{21} h^B_{12} h^B_{21} GZ_s} . \quad (51)$$

Dacă se ţine seamă de relaţiile (48), se găseşte pentru impedanţa de intrare o expresie aproximativă, dar suficient de exactă pentru aplicaţii practice :

$$Z_i \approx Z_g + \frac{h'_{11}}{1 + h'_{11} G} . \quad (52)$$

Pentru a calcula impedanţa de ieşire a amplificatorului este necesar ca în graful din figura 13, *b* să se considere $Z_s = 0$. În acest caz, nodurile $e_2^{(2)}$ şi $i_2^{(2)}$ vor fi legate prin trei căi : $e_2^{(2)} i_2^{(2)}$; $e_2^{(2)} e_1^{(1)} i_2^{(2)}$; $e_2^{(2)} e_1^{(1)} v_g i_g i_2^{(2)}$. Aici nu se prezintă în detaliu calculul impedanţei de ieşire, pentru care se obţine formula :

$$Z_e = \frac{(1 + h'_{22} h^B_{11}) [Z_g + (h'_{11} + \mid h' \mid h^B_{11}) (1 + GZ_g)]}{(h^B_{22} + h'_{22} \mid h^B \mid)[(1 + h'_{22} h^B_{11}) Z_g + (h'_{11} + \mid h' \mid h^B_{11}) (1 + GZ_g)] + h'_{12} h'_{21} h^B_{12} h^B_{21} (1 + GZ_g)} . \quad (53)$$

Aşa cum era de aşteptat, dacă sînt îndeplinite condiţiile (48), relaţia (53) devine :

$$Z_e \approx \frac{1}{h^B_{22}} . \quad (54)$$

4. Concluzii

Utilizarea reprezentării tranzistorului sub formă de cvadripol liniar şi descrierea comportării acestuia prin intermediul unuia dintre sistemele de parametri z_{ij}, y_{ij}, a_{ij}, h_{ij} permit introducerea grafurilor „z", „y", „a" şi „h". Cu ajutorul acestor grafuri „elementare" poate fi construit graful unui amplificator cu mai multe tranzistoare, conectate în cascadă. Pentru obţinerea unui număr minim de contururi în graful general al amplificatorului cu mai multe etaje este recomandabilă utilizarea grafurilor „y".

În scopul exemplificării analizei amplificatoarelor cu tranzistoare cu ajutorul metodei grafurilor de semnal sînt tratate două exemple concrete : circuitul de amplificare cu un tranzistor cu reacţii negative de tensiune şi de curent şi amplificatorul cascod. Expresiile obţinute pentru parametrii circuitelor analizate pot fi utilizate ca relaţii de calcul.

BIBLIOGRAFIE

[1] Mason, S. T., Zimmermann, H. *Electronic Circuits, Signals and Systems*. New York, McGraw Hill, 1960.

[2] Petrescu, M. *Upravliasmîie immitansî na poluprovodnicovîh priborah, candidatscaia dissertaţiia*. Moscova, MEI, 1963.

[3] Sinreich, H. *Diagrame de semnal*. În : Telecomunicaţii, nr. 6, 1964.

Dr. ing. A. PETRESCU

Electrointegrator pentru soluţionarea ecuaţiilor diferenţiale cu derivate parţiale de tip eliptic

În ştiinţă şi tehnică numeroase sînt problemele care conduc la necesitatea integrării de ecuaţii diferenţiale cu derivate parţiale de tip eliptic. Asemenea ecuaţii descriu cîmpurile ce derivă dintr-un potenţial, în medii omogene sau neomogene, cu sau fără surse.

Studiul cîmpului electrostatic al condensatoarelor, al cîmpurilor magnetice, al distribuţiei staţionare de temperaturi în corpurile termoizolante, al cîmpurilor vitezelor fluidelor incompresibile la curgerea prin medii poroase, al cîmpurilor electrice ale unor dispozitive electronice cu sarcină spaţială etc., impune soluţionarea unor astfel de ecuaţii. Este ştiut faptul că soluţiile analitice pentru aceste ecuaţii se găsesc în cazurile cînd neuniformităţile parametrilor mediului pot fi exprimate prin legi puţin complicate, iar domeniile respective au forme geometrice simple. În toate celelalte cazuri se preferă metodele numerice [1] care, în condiţiile utilizării calculatoarelor electronice, au devenit foarte eficace. Dintre metodele numerice adesea este folosită metoda diferenţelor finite care reduce problema dată la soluţionarea unui sistem de ecuaţii algebrice. Utilizarea calculatoarelor electronice numerice în acest scop se

loveşte de unele dificultăţi privind necesitatea unor memorii operative de mare capacitate şi cu timp de acces mic [2].

Pentru instituţiile care nu au încă calculatoare electronice numerice, de un real folos sînt electrointegratoarele de tip reţea care soluţionează problemele date cu o precizie suficientă pentru practică, sînt ieftine şi uşor de manipulat. În cele ce urmează se descrie electrointegratorul proiectat şi realizat de către autor la Institutul unional de cercetări petroliere (VNII) din Moscova [3] şi comunicat la Institutul energetic din Moscova cu ocazia susţinerii disertaţiei [8].

Destinaţia electrointegratorului

Electrointegratorul poate soluţiona ecuaţii de tipul următor :

$$\Delta_{A_1,\ A_2}(\varphi) = \frac{\partial}{\partial x}\left[A_1 \frac{\partial \varphi}{\partial x}\right] + \frac{\partial}{\partial z}\left[A_2 \cdot \frac{\partial \varphi}{\partial z}\right] = 0\ ; \quad (1)$$

$$\Delta\varphi \quad = \frac{\partial^2 \varphi}{\partial x^2} + \frac{\partial^2 \varphi}{\partial z^2} = 0\ ; \quad (2)$$

$$\Delta_{A_1,\ A_2}(\varphi) = \frac{\partial}{\partial x}\left[A_1 \frac{\partial \varphi}{\partial x}\right] + \frac{\partial}{\partial z}\left[A_2 \frac{\partial \varphi}{\partial z}\right] = \mathfrak{F}(x,z)\ ; \quad (3)$$

$$\Delta\varphi \quad = \mathfrak{F}(x,\ z)\ ; \quad (4)$$

$$\Delta\varphi \quad = \mathfrak{F}\ (x,\ z,\ \varphi), \quad (5)$$

unde :

φ este funcţia căutată ;
x, z — coordonate ;
$A_1(x, z)$; $A_2(x, z)$ — funcţii de coordonate, pozitive.

Ecuaţiile de tipul 1 — 5 pot fi soluţionate pentru condiţii la limită de tipul $\varphi_\Gamma = f(x, z)$ şi de tipul $\left(\frac{\partial \varphi}{\partial n}\right)_\Gamma = \psi(x,\ z)$, în care Γ reprezintă frontiera domeniului, n este normala la frontieră, iar $f(x, z)$ şi $\psi(x, z)$ sînt funcţii date. Electrointegratorul poate soluţiona ecuaţii de tipul :

$$\frac{\partial}{\partial x}\left[B(x,\ z) \cdot \frac{\partial \varphi}{\partial x}\right] + \frac{\partial}{\partial z}\left[B(x,\ z)\frac{\partial \varphi}{\partial z}\right] = 0, \quad (6)$$

pentru domeniile $\mathfrak{D}_1$ şi $\mathfrak{D}_2$ cu frontieră comună σ [4].

În lungul frontierei comune, funcţia pozitivă dată $B(x, z)$ poate suferi un salt, iar funcţia căutată φ satisface la condiţiile :

$$\varphi_1 |_\sigma = \varphi_2 |_\sigma + V\ (x,\ z)\ ; \quad (7)$$

$$B_1 \frac{\partial \varphi_1}{\partial n}\bigg|_\sigma = B_2 \frac{\partial \varphi_2}{\partial n}\bigg|_\sigma, \quad (8)$$

$V(x, z)$ fiind o funcţie cunoscută.

Datele tehnice ale electrointegratorului :

1. Reţeaua este de forma unui pătrat avînd în lungul laturilor x şi y cîte 15 noduri. Pentru a obţine domenii dreptunghiulare fără a micşora numărul nodurilor, reţeaua poate fi „cusută" [5].

2. Reţeaua este formată din rezistenţe de tip şteker care pot avea valorile : 0 ; 31,25 ; 62,5 ; 125 ; 250 ; 500 ; 1 000 ; 1 500 ; 2 000 ; 2 500 ; 3 000 ; 4 000 ; 5 000 ; 8 000 ; 10 000 ; 32 000 ; 64 000 şi 80 000 Ω, cu o putere disipată de 2 — 3 W şi cu o precizie de 0,1%.

3. Pentru modelarea surselor în cazul ecuaţiei de tip Poisson, electrointegratorul este prevăzut cu 60 de rezistenţe de 120 kΩ.

4. Electrointegratorul are 3 divizoare de tensiune, dintre care unul serveşte la modelarea părţii drepte a ecuaţiei Poisson şi a condiţiilor la limită de tipul II, altul pentru aplicarea condiţiilor de tipul I şi al treilea pentru obţinerea unor surse independente de tensiune. Divizorul pentru aplicarea condiţiilor la limită de tipul I este rezistiv, format din 18 potenţiometre de cîte 6 Ω, cu punct median, alimentate de către un transformator de putere, asigurîndu-se astfel valori ale potenţialului între 0 şi 100%.

Divizorul pentru modelarea surselor este inductiv şi poate injecta curenţi prin rezistenţele de 120 kΩ. Curenţii pot fi variaţi pe trepte de la înfăşurarea divizorului la care se pot culege tensiuni variind din 50 în 50 V în plaja $0 \pm \div 1\,100$ V. Sursele independente de tensiune (fără legătură galvanică între ele) s-au realizat cu ajutorul unor transformatoare cu multe înfăşurări secundare, prevăzute cu prize, care asigură aplicarea unor tensiuni între 0 şi $\pm$ 100% cu o precizie de 0,2%. Numărul acestor surse este de 20.

5. Pentru a asigura condiţiile la limită (7) şi (8) s-au construit 30 de transformatoare cu pierderi minime şi cu defazaje minime ale curenţilor şi tensiunilor din primar şi secundar. Coeficienţii de transformare pentru rezolvarea unor probleme concrete au fost 1,098 ; 1,55 ; 2,195 ; 3,47.

6. Electrointegratorul are o instalaţie de măsură lucrînd pe principiul compensaţiei pentru a nu fi influenţată de variaţiile tensiunii de reţea.

7. Erorile de soluţionare a problemelor de dislocuire [3] pe acest electrointegrator s-au situat în limitele 2—3% din valoarea maximă a funcţiei.

8. Alimentarea dispozitivului se face de la reţeaua de curent alternativ de 220 V, 50 Hz, în cazul cînd nu se folosesc transformatoarele pentru problemele de dislocuire. În cazul folosirii acestora, alimentarea are loc de la un generator de 450 Hz, printr-un amplificator de putere de 50 W.

În figura 1 se prezintă schema bloc a electrointegratorului. Elementul principal îl con-

stituie reţeaua *1* care este formată din rezistenţă de tip şteker, care se fixează pe panoul respectiv în conformitate cu datele problemei. Toate nodurile reţelei sînt legate de panourile

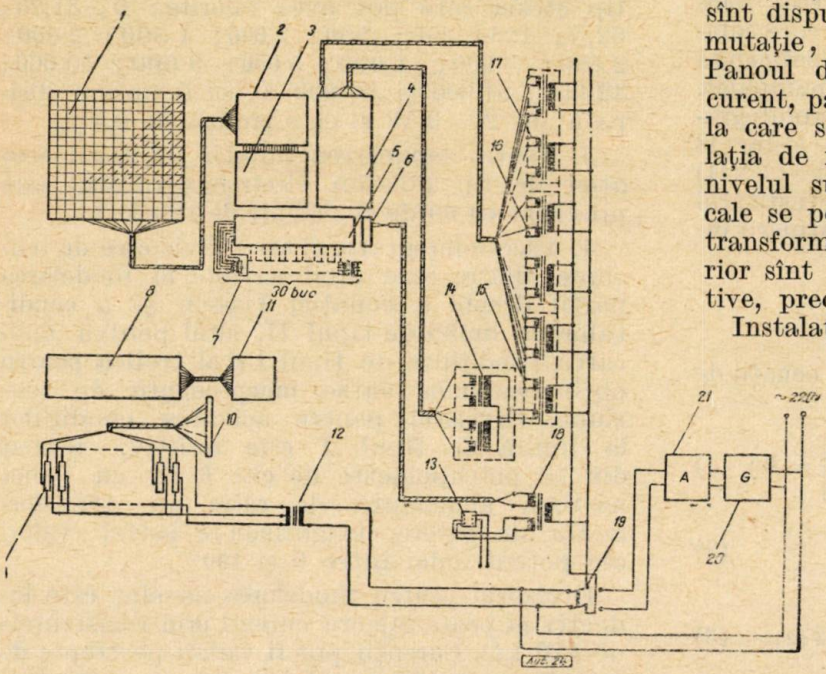


Fig. 1

de măsură *2* şi de cel al condiţiilor la limită *3* prin fire conductoare. Pentru aplicarea condiţiilor la limita frontierei comune a domeniilor D_1 şi D_2, în cazul folosirii transformatoarelor, serveşte panoul *4*. La panoul *5* sînt legate înfăşurările primare şi secundare ale transformatoarelor. Panoul *8* serveşte la fixarea valorilor necesare ale rezistenţelor în cazul unor surse negative sau pozitive. La panoul *11* sînt legate bornele panoului *8* pentru a putea fixa valori convenabile ale rezistenţelor acestuia din urmă. Condiţiile la limită de tipul I se aplică de la panoul *10*. Cupla *13* asigură alimentarea instalaţiei de măsură cu tensiune de la reţea şi cu tensiune de referinţă. Comutatorul *17* serveşte la comutarea electrointegratorului, fie la tensiunea reţelei de 220 V, 50 Hz, fie la amplificatorul 21 alimentat cu o tensiune sinusoidală cu frecvenţa 450 Hz de către generatorul *20*. Transformatorul *12*, care serveşte la modelarea surselor în nodurile reţelei, lucrează numai cînd electrointegratorul se alimentează de la reţea.

Transformatoarele *14*, *15*, *16*, *17*, care realizează sursele independente de tensiune, se alimentează fie de la reţeaua de 220 V, 50 Hz, fie de la amplificatorul de putere cu tensiune sinusoidală de 450 Hz.

Vederea generală a electrointegratorului este prezentată în figurile 2 şi 3. Dimensiunile instalaţiei sînt 1 300 × 750 × 1 570 mm în lungime, lăţime şi respectiv înălţime. Pe verticală sînt dispuse reţeaua, panourile de măsură, comutaţie, şi de aplicare a condiţiilor la limită. Panoul de fixare a rezistenţelor surselor de curent, panoul de comutaţie a acestora, bucşele la care se aplică condiţiile la limită şi instalaţia de măsură sînt dispuse pe orizontală la nivelul superior. În spatele panourilor verticale se pot vedea, fixate pe o placă înclinată, transformatoarele toroidale. La nivelul inferior sînt dispuse divizoarele inductive şi rezistive, precum şi amplificatorul de putere.

Instalaţia de măsură [7] lucrează pe principiul compensării. În scopul înlăturării influenţei defazajului între tensiunile măsurate şi cea de referinţă se foloseşte un discriminator de fază. În figura 4 este prezentată schema bloc a instalaţiei. Se pot deosebi următoarele blocuri : *1* comutator de scară, *2* potenţiometru de măsură, *3* interpolator, *4* compensator, *5* amplificator, *6* discriminator de fază, *7* indicator de nul. Tensiunea de referinţă are valoarea de 20 V. Sensibilitatea instrumentului folosind ca indicator un ochi magic este de aproximativ 1 mm variaţie a lăţimii razei pentru 1 mV.

Transformatoarele folosite pentru aplicarea condiţiilor la limită în lungul frontierei comune

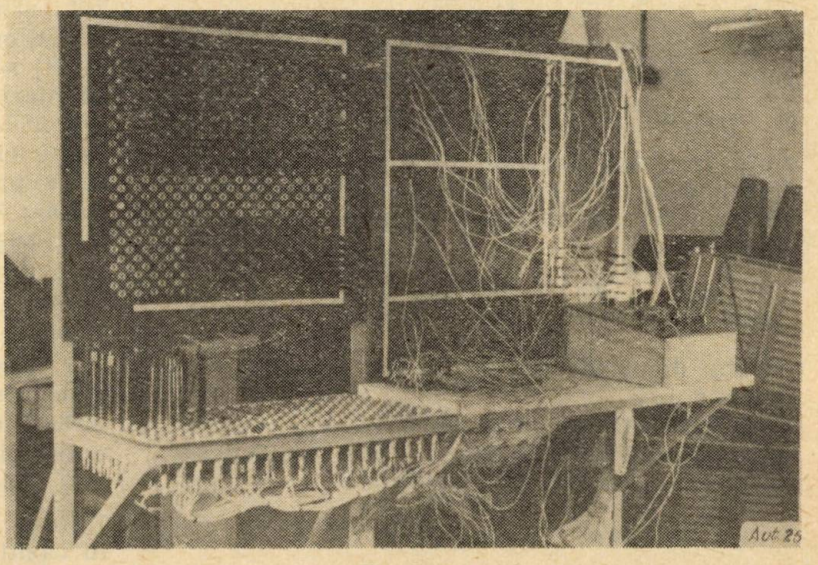


Fig. 2

a domeniilor [4] au constituit obiectul unor studii speciale. Transformatoarele construite au satisfăcut la următoarele condiţii :

— precizia ridicată a coeficientului de transformare ;

— eroarea de fază minimă la funcţionarea în sarcină ;

— inductanţa de mers în gol mare şi pierderi mici în miez pentru a evita punerea la la pămînt a reţelei.

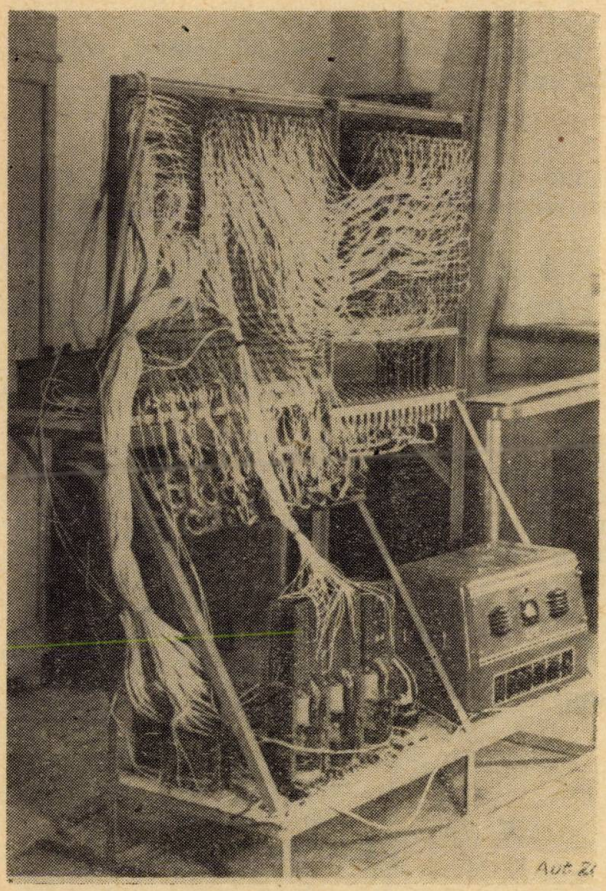


Fig. 3

Aceste cerinţe au fost realizate prin folosirea unor miezuri toroidale de ferită, care lucrau la inducţii mici, prin mărirea frecvenţei de lucru a instalaţiei la 450 Hz, şi prin compensarea pierderilor reactive ale transformatorului cu ajutorul unor condensatoare. Miezurile folosite aveau $B = 1\,700$ Gs, $Hc = 0{,}7$ Oe, $\mu = 1\,000$.

Deoarece transformatoarele lucrau la inducţii mai mici decît cea de saturaţie, inductanţa a fost constantă şi egală cu cea de mers în gol. Lucrîndu-se la frecvenţă constantă, componenta inductivă a curentului de mers în gol a fost compensată cu ajutorul condensatoarelor montate în paralel pe înfăşurarea primară. Datorită acestui lucru curentul de mers în gol a fost micşorat de 5 ori. Deşi pierderile active în miez au fost mici datorită rezistivităţii mari a miezului de ferită, măsurările au arătat că rezistenţele din reţea pot varia numai între 0 şi 1 000 Ω, fără ca influenţa punerii la pămînt a reţelei de către transformator să fie supărătoare.

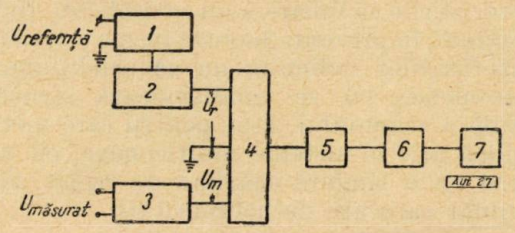


Fig. 4

Electrointegratorul descris a servit la rezolvarea unor probleme ale căror rezultate au fost prezentate în lucrările [3], [7], [8].

BIBLIOGRAFIE

[1] Kaiser Kuntz. *Numerical analysis.* New York, Mc Graw Hill, 1957.

[2] Petrescu, A. *Primena elektricnih mreza za resavanje zadataka projektovanja i analize nalazišta nafte i plina.* În : Automatika (Iugoslavia), nr. 2, 1965,

[3] Petrescu, A., Tetelbaum, I. M. şi Maximov, p. 110—114.
M. M. *Otcet po teme no. 170 za 1963 etap sverhplanovti.* Moscova, VNII, 1963.

[4] Tetelbaum, I. M. şi Petrescu, A. *O nouă metodă de modelare cu ajutorul reţelelor electrice a problemelor cu condiţii la limită în domenii cu frontieră comună variabilă.* În : Automatica şi Electronica 9, nr. 1, 1965.

[5] Tetelbaum, I. M. *Elektriceskoe modelirovanie.* Moscova, Fizmatghiz, 1959.

[6] Pokrovski, A. P. şi Goflin, A. *Pribor dlia izmerenia na setocinth modeliah.* N.T.S. po dobîn nefti, vîpusk 2, 1961.

[7] Petrescu, A. *Modelarea cu ajutorul reţelelor electrice a curgerii lichidelor incompresibile prin medii poroase neomogene în condiţiile acţiunii forţei gravitaţiei.* În : Automatica şi Electronica 8, nr. 3, 1964.

[8] Petrescu, A. *Modelirovanie kraevîh zadaci podzemnoi ghidravliki s ucetom sili tiajesti.* Kandidatskaia dissertaţia. Moscova, M.E.I., 1963.

Dr. doc. ing. C. BELEA

Metodă grafoanalitică pentru calculul dinamic şi proiectarea sistemelor automate neliniare şi autoacordabile

Se prezintă o metodă grafoanalitică pentru calculul dinamic al sistemelor automate neliniare de orice tip, folosind caracteristicile statice ale elementelor neliniare şi evoluţia anterioară a proceselor dinamice. Spre deosebire de[1], unde caracteristicile neliniare s-au considerat liniare pe porţiuni, în prezenta lucrare forma şi numărul caracteristicilor neliniare nu se condiţionează. De asemenea nu se condiţionează structura generală a sistemului, fapt pentru care metoda se aplică atît la sisteme multiconexe, cît şi la sisteme cu o singură mărime de reglat avînd un număr oarecare de neliniarităţi.

1. Relaţiile matematice de calcul

În lucrarea [2] s-a stabilit următoarea formulă de calcul pentru răspunsul $x(t)$ al unui sistem dinamic liniar cu coeficienţi constanţi la un semnal de comandă $f(t)$ continuu şi derivabil de m ori:

$$x(t) = [1 + \alpha_{n-1}(\tau)]\, x(t-\tau) + \alpha_{n-2}(\tau)\, x(t-2\tau) + \ldots + \alpha_0(\tau)\, x(t-n\tau) + \beta_n(\tau)\, f(t) + \beta_{n-1}(\tau)\, f(t-\tau) + \ldots + \beta_0\, f(t-n\tau), \quad (1)$$

unde τ este intervalul de discretizare. Coeficienţii α_i, β_j ai acestei dezvoltări se pot determina direct în funcţie de coeficienţii operatorilor $A(D)$, $B(D)$ folosind formulele din anexă.

În cazul funcţiilor $f(t)$ discontinue, formula (1) se completează cu discontinuităţile răspunsului $x(t)$ şi derivatelor lui reduse la coordonata $x(t)$ şi discretizate în timp. În plus, în punctele de discontinuitate $t = t_0$ se recomandă a se lua $f(t_0) = \frac{1}{2}[f(t_0+0) + f(t_0-0)]$.

Dacă se introduc notaţiile:

$$\overline{X}(t) = \begin{Vmatrix} x^{(n-m)}(t) \\ x^{(n-m+1)}(t) \\ \vdots \\ x^{(n-1)}(t) \end{Vmatrix}, \quad F(t) = \begin{Vmatrix} f(t) \\ f'(t) \\ \vdots \\ f^{(m-1)}(t) \end{Vmatrix},$$

$$A_\delta = \begin{Vmatrix} a_n & 0 & \ldots 0 \\ a_{n-1} & a_n & \ldots 0 \\ \cdots & \cdots & \cdots \\ a_{n-m+1} & a_{n-m+2} & a_n \end{Vmatrix},$$

$$B_\delta = \begin{Vmatrix} b_m & 0 & \ldots 0 \\ b_{m-1} & b_m & \ldots 0 \\ \cdots & \cdots & \cdots \\ b_1 & b_2 & \ldots b_m \end{Vmatrix},$$

şi presupunem că la $t = t_0$ elementele coloanei $F(t)$ suferă discontinuităţi finite:

$$\delta F(t_0) = F(t_0+0) - F(t_0-0),$$

atunci şi elementele coloanei $\overline{X}(t)$ vor suferi discontinuităţi date de relaţia matricială:

$$A_\delta\, \delta \overline{Z}(t_0) = B_\delta\, \delta F(t_0). \quad (2)$$

Întrucît matricea A_δ este nesingulară (det $A_\delta = a_n^n \neq 0$), din relaţia (2) rezultă:

$$\delta \overline{X}(t_0) = A_\delta^{-1} B_\vartheta\, \delta F(t_0). \quad (3)$$

Pentru a se obţine ponderea cu care se resfrîng discontinuităţile $\delta \overline{X}(t_0)$ asupra coordonatei $x(t_0 + k\tau)$, $(k = 0,1,\ldots, n-1)$ se folosesc următoarele relaţii matriciale care dau creşterile finite corespunzătoare:

$$X_\delta[t_0 + (k+1)\tau] = U(\tau)\, X_\delta(t_0 + k\tau), \quad (k = 0, 1, \ldots, n-1), \quad (4,a)$$

unde:

$$X_\vartheta(t_0) = \begin{Vmatrix} 0 \\ \vdots \\ 0 \\ \delta x^{(n-m)}(t_0) \\ \vdots \\ \delta x^{(n-1)}(t_0) \end{Vmatrix}, \quad U(\tau) =$$

$$= \begin{Vmatrix} 1 & \frac{\tau}{2} & \ldots & \left(\frac{\tau}{2}\right)^{n-1} \\ 0 & 1 & \ldots & \left(\frac{\tau}{2}\right)^{n-2} \\ \cdots & \cdots & \cdots & \cdots \\ 0 & 0 & \ldots & \frac{\tau}{2} \\ 0 & 0 & \ldots & 1 \end{Vmatrix} \cdot \begin{Vmatrix} 0 & \tau & 0 & \ldots & 0 \\ 0 & 0 & \tau & \ldots & 0 \\ \cdots & \cdots & \cdots & \cdots & \cdots \\ 0 & 0 & 0 & \ldots & \tau \\ A_1 & A_2 & A_3 & \ldots & A_n \end{Vmatrix} + E,$$

E fiind matricea unitate.

Discontinuităţile (3) pot fi raportate şi la evoluţia anterioară a procesului $x(t_0 - k\tau)$, $k = 0, 1, \ldots, n-1$). Pentru aceasta, relaţiile (4, a) se înlocuiesc cu relaţiile:

$$X_\delta[t_0 - (k+1)\tau] = U^{-1}(\tau)\, X_\delta(t_0 - k\tau), \quad (k = 0, 1, 2, \ldots, n-1). \quad (4,\ b)$$

În aceste formule coeficienţii $A_1, \ldots, A_n$ au aceeaşi semnificaţie ca în lucrarea [2] şi se determină cu formulele date în această lucrare.

Pornind de la formula de interpolare a lui Newton, în calculul cu diferenţe finite se stabilesc relaţiile dintre derivatele unei funcţii şi diferenţele ei finite de diferite ordine [3]. Primele derivate sînt date de următoarea relaţie matricială :

$$X(t_0) = C(\tau) \| \Delta^k x(t_0) \| ,$$

$$C(\tau) = \left\| \begin{matrix} 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & \dots \\ 0 & \frac{1}{\tau} & -\frac{1}{2\tau} & \frac{1}{3\tau} & -\frac{1}{4\tau} & \frac{1}{5\tau} & \dots \\ 0 & 0 & \frac{1}{\tau^2} & -\frac{1}{\tau^2} & \frac{11}{12\tau^2} & -\frac{5}{6\tau^2} & \dots \\ 0 & 0 & 0 & \frac{1}{\tau^3} & -\frac{3}{2\tau^3} & \frac{7}{4\tau^3} & \dots \\ 0 & 0 & 0 & 0 & \frac{1}{\tau^4} & -\frac{2}{\tau^4} & \dots \\ \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot \end{matrix} \right\| ,$$

$$\| \Delta^k x(t_0) \| = \left\| \begin{matrix} x(t_0) \\ \Delta x(t_0) \\ \Delta^2 x(t_0) \\ \vdots \end{matrix} \right\| , \qquad (5)$$

unde după cum se ştie :

$$\Delta^k x(t_0) = x(t_0 + k\tau) - C_k^1 x[t_0 + (k-1)\tau] +$$
$$+ C_k^2 x[t_0 + (k-2)\tau] - \dots + (-1)^k x(t_0).$$

Dar, datorită convergenţei slabe a coeficienţilor dezvoltărilor care se obţin din această relaţie, amortizarea influenţei derivatelor se face încet şi, de aceea, nu ne putem limita la n termeni pentru a calcula valorile $x(t_0 + k\tau)$, $(k = 0, 1, \dots, n-1)$. În schimb, cu ajutorul formulelor (5) se poate calcula derivata $x'''(t+k\tau)$, care permite să se aprecieze eroarea rezultatelor obţinute. Efectuînd calculele se obţine :

$$x'''(t) = \frac{1}{\tau^3}[-4{,}25\, x(t) + 17{,}75\, x(t+\tau) -$$
$$- 29{,}5\, x(t+2\tau) + 24{,}5\, x(t+3\tau) -$$
$$- 10{,}25\, x(t+4\tau) + 1{,}75\, x(t+5\tau) - \dots].$$

Cu această relaţie formula erorii devine :

$$\varepsilon_x(t) = 0{,}354\, x(t) - 1{,}479\, x(t+\tau) +$$
$$+ 2{,}458\, x(t+2\tau) - 2{,}042\, x(t+3\tau) +$$
$$+ 0{,}854\, x(t+4\tau) - 0{,}146\, x(t+5\tau) + \dots \qquad (6)$$

O formulă asemănătoare se poate obţine folosind valorile anterioare ale coordonatei $x(t)$:

$$x(t-\tau),\ x(t-2\tau), \dots$$

2. Calculul proceselor dinamice şi corecţia sistemelor automate neliniare cu o singură neliniaritate

Spre deosebire de sistemele liniare, la care mărimea de intrare $f(t)$ nu depinde de mărimea de ieşire $x(t)$, la sistemele neliniare mărimea de intrare $f(t)$ a părţii liniare va fi condiţionată de mărimea de ieşire $x(t)$ printr-o dependenţă neliniară. Condiţionarea reciprocă dintre $f(t)$ şi $x(t)$ în cazul unui sistem cu o singură neliniaritate se poate reprezenta schematic astfel :

$$\varphi(t) \to f(t) \to x(t) .$$

Aici $\varphi(t)$ este o funcţie dată.

Dependenţa liniară dintre $x(t)$ şi $f(t)$ este dată de relaţia (1), în care valorile $x(t-\tau), \dots, x(t-n\tau)$, $f(t-\tau), \dots, f(t-n\tau)$ sînt cunoscute. Prin urmare vom avea :

$$x(t) = \beta_n f(t) + \gamma_t , \qquad (7)$$

unde γ_t depinde de evoluţia anterioară a procesului astfel :

$$\gamma_t = [1 + \alpha_{n-1}(\tau)]\, x(t-\tau) + \alpha_{n-2}(\tau)\, x(t-2\tau) +$$
$$+ \dots + \alpha_0(\tau)\, x(t-n\tau) + \beta_{n-1}(\tau)\, f(t-\tau) +$$
$$+ \beta_{n-2}(\tau)\, f(t-2\tau) + \dots + \beta_0(\tau)\, f(t-n\tau). \qquad (8)$$

Relaţia (7) reprezintă ecuaţia unei drepte în planul f,x (fig. 1).

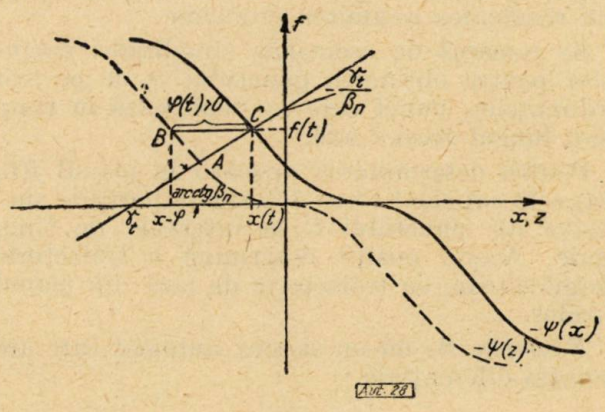


Fig. 1

Pe de altă parte, între aceste mărimi există o dependenţă neliniară care, în cazul sistemelor automate, poate fi scrisă astfel :

$$f(t) = -\Psi[x(t) - \varphi(t)]. \qquad (9)$$

Reprezentînd această caracteristică în acelaşi plan f,x (fig. 1), se obţine o curbă care intersectează dreapta (7) în punctul A, care dă soluţia simultană a ecuaţiilor (7) şi (9) atunci cînd $\varphi(t) \equiv 0$. Dacă $\varphi(t) \not\equiv 0$, caracteristica neliniară se translatează spre dreapta sau spre stînga (după cum $\varphi(t)$ este pozitiv sau negativ)

cu mărimea $|\varphi(t)|$, iar punctul A se dedublează în punctele B şi C (fig. 1). Punctul B are coordonatele $x(t) - \varphi(t)$ şi $f(t)$, iar punctul C, care este situat la intersecţia caracteristicii liniare cu caracteristica neliniară translatată, are coordonatele $x(t)$, $f(t)$ şi determină soluţia ecuaţiilor (7) şi (9).

Se observă uşor că, în cazul sistemelor automate cu caracteristici neliniare univoce, există un singur punct de intersecţie C pentru fiecare t. Într-adevăr, panta caracteristicii liniare arc ctg β_n este totdeauna pozitivă, deoarece $\beta_n > 0$, iar funcţia neliniară este necrescătoare.

Dar în cazul caracteristicilor neliniare cu bucle sau ramificaţii se vor obţine două sau mai multe puncte de intersecţie. Dintre acestea se va alege punctul care corespunde sensului şi continuităţii mişcării sau altor condiţii impuse.

De remarcat că pînă acum s-au folosit construcţii grafoanalitice de forma celei din figura 1 numai pentru determinarea regimurilor şi caracteristicilor statice ale sistemelor neliniare. Acum se propune o astfel de construcţie pentru determinarea proceselor dinamice libere sau forţate din sistemele neliniare de orice ordin şi cu orice tip de neliniaritate. În acest fel, metoda diferenţelor finite în varianta prezentată aici are un domeniu de aplicaţie mult mai larg decît alte metode, cum sînt : metoda adaptării sau compunerii soluţiei pe porţiuni, metoda caracteristicilor de fază, metoda balansului armonic etc. Aceste metode se aplică numai la anumite tipuri de sisteme şi numai pentru rezolvarea anumitor probleme.

Se remarcă de asemenea simplitatea calculelor pentru obţinerea punctului γ_t de pe axa ordonatelor, punct care se deplasează în timp de-a lungul acestei axe.

Pentru determinarea mişcării în planul $f(t)$, $x(t)$ este suficient să se determine poziţiile succesive ale punctului C la intervale de timp egale. Aceste poziţii determină o traiectorie asemănătoare cu traiectoria de fază din planul fazelor.

Exemplu. Se dă un sistem automat care are ecuaţia diferenţială :

$$T\frac{d^2x}{dt^2} + \frac{dx}{dt} = -k\psi(z);$$

$$\psi(z) = z^2 \operatorname{sign} z; \quad z = x - \varphi.$$

Să se determine funcţia indicială a acestui sistem pentru $i = 8\ s^{-1}$ $T = 0{,}15$ s, $\tau = 0{,}15$ s şi să se aprecieze eroarea de metodă.

Rezolvare. Partea liniară a sistemului are funcţia de transfer :

$$\frac{B(D)}{A(D)} = \frac{b_0}{a_2 D^2 + a_1 D} = \frac{k}{TD^2 + D}.$$

Se calculează coeficienţii $\alpha_1(\tau)$, $\alpha_0(\tau)$, $\beta_2(\tau)$ $\beta_1(\tau)$, $\beta_0(\tau)$ folosind tabela din anexă pentru $n = 2$:

$$\alpha_1(\tau) = \frac{T\left(\frac{2}{\tau}\right)^2 - \frac{2}{\tau}}{T\left(\frac{2}{\tau}\right)^2 + \frac{2}{\tau}} = \frac{13{,}333}{40} = 0{,}333;$$

$$\alpha_0(\tau) = -0{,}333;$$

$$\beta_2(\tau) = \frac{k}{T\left(\frac{2}{\tau}\right)^2 + \frac{2}{\tau}} = \frac{8}{40} = 0{,}2;$$

$$\beta_1(\tau) = 0{,}4; \quad \beta_0 = 0{,}2.$$

Variaţia în salt a funcţiei $\varphi(t) = 1(t)$ nu modifică în salt condiţiile iniţiale, deoarece din ecuaţia (2) rezultă : $\delta x(0) = 0$, şi de aceea se iau condiţiile iniţiale normale :

$$x(0) = x'(0) = 0.$$

Dar funcţia $f(t)$ definită cu relaţia (9) este discontinuă şi atunci :

$$f(0) = \frac{1}{2}[f(+0) + f(-0)] =$$

$$= \frac{1}{2}(0 + 1) = 0{,}5.$$

Cu aceste valori, formula (8) pentru $t = \tau$ dă : $\gamma_\tau = [1 + \alpha_1(\tau)]x(0) + \beta_1(\tau)f(0) = 0{,}4 \cdot 0{,}5 = 0{,}2$.

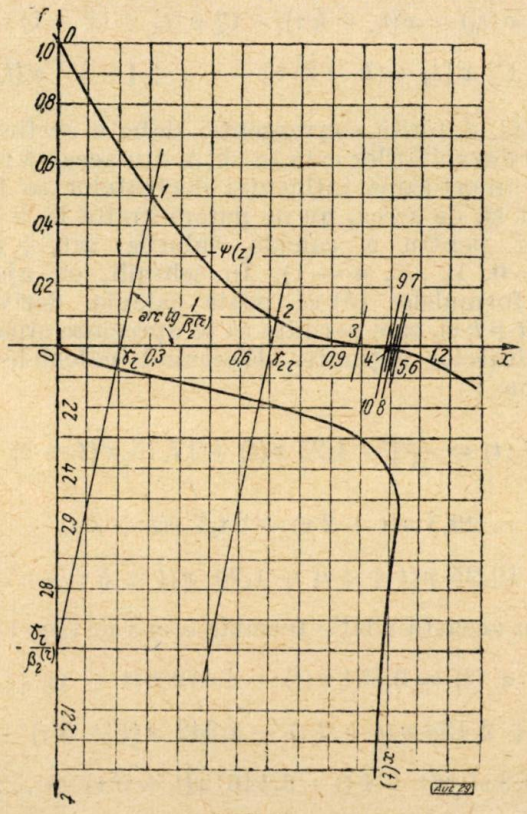


Fig. 2

Se trasează în graficul din figura 2 dreapta cu panta $\frac{1}{\beta_2(\tau)} = 5$ şi ordonata la origine $-\frac{\gamma_\tau}{\beta_2(\tau)} = -1$.

Trasînd şi caracteristica $-\psi(z)$ translatată spre dreapta cu o unitate ($z = x - 1$), se obţine punctul de intersecţie *1* care are coordonatele :

$$x(\tau) = 0{,}300\,; \quad f(\tau) = 0{,}490.$$

Se aplică din nou formula (8) pentru $t = 2\tau$:

$$\gamma_{2\tau} = 1{,}333 \cdot 0{,}300 + 0{,}4 \cdot 0{,}490 + 0{,}2 \cdot 0{,}5 = 0{,}696$$

şi cu acest rezultat pe figura 2 se obţine punctul *2* cu coordonatele :

$$x(2\tau) = 0{,}710\,; \quad f(2\tau) = 0{,}085.$$

Rezultatele obţinute au fost trecute în tabela 1 şi finalizate în figura 2 prin curba $x(t)$, care reprezintă funcţia indicială. În acelaşi mod se poate trasa, dacă este necesară, şi curba $f(t)$, punînd ordonatele punctelor 0,1,2, ... în corespondenţă cu gradaţiile scării timpului, uate pe o axă comună cu axa Ox.

ecuaţiile căutate. Aceste ecuaţii sînt liniare în raport cu $\alpha_0, \ldots, \alpha_{n-1}, \beta_0, \ldots, \beta_n$. De la aceşti coeficienţi se trece la coeficienţii $a_0, \ldots, a_n$, $b_0, \ldots b_n$, folosind formulele din anexă. Ecuaţiile îşi păstrează liniaritatea şi în raport cu aceşti coeficienţi.

În acelaşi mod se rezolvă problema corecţiei şi în cealaltă formulare. În acest caz, necunoscutele vor fi $f(t)$, $f(t-\tau)$, ... Pentru acestea se vor forma atîtea ecuaţii cîte puncte urmează să se determine pentru funcţia neliniară. Cunoscînd funcţia $f(t)$ şi mărimile $x(t)$, $\varphi(t)$ în punctele considerate, se determină uşor funcţia $\psi(z)$ din relaţia (9).

Într-o formulare mai generală problema sintezei, îndeosebi pentru sistemele neliniare, trebuie să pornească de la un criteriu sau altul de optimizare. Sub acest aspect, problema sintezei, folosind metoda de calcul prezentată aici, va constitui obiectul unei alte lucrări.

Tabela 1

t	0	τ	2τ	3τ	4τ	5τ	6τ	7τ	8τ	9τ	10τ
γ_t	—	0,200	0,696	0,978	1,086	1,116	1,117	1,107	1,096	1,084	1,074
$x(t)$	0	0,300	0,710	0,978	1,084	1,113	1,114	1,105	1,094	1,082	1,072
$f(t)$	1	0,490	0,085	0,001	−0,007	−0,013	−0,013	−0,011	−0,010	−0,007	−0,005

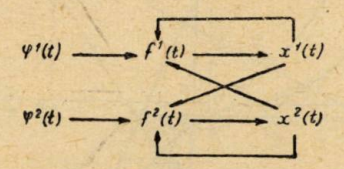
Pentru calculul şi aprecierea erorii de metodă se aplică formula (6). De exemplu, efectuînd calculele pentru $t = \tau$, se obţine $\varepsilon_x(\tau) = 0{,}036 = 3{,}6\,\%$. Prin urmare, deşi intervalul de discretizare s-a luat egal cu constanta de timp T, eroarea de metodă este de numai cîteva procente. Această eroare se reduce şi mai mult pe măsură ce procesul se stabilizează, iar cînd procesul s-a stabilizat complet, pentru $x(t) = x(t+\tau) = \ldots x(t+5\tau) \ldots =$ constant, ea devine zero.

Metoda prezentată aici permite să se rezolve şi cîteva aspecte ale sintezei, cum ar fi problema corecţiei sistemelor automate. Această problemă se poate formula astfel : dîndu-se răspunsul sistemului $x(t)$ la un semnal dat $\varphi(t)$ şi cunoscînd caracteristica neliniară, să se determine parametrii părţii liniare sau, cunoscînd partea liniară, să se determine caracteristica neliniară. Oricare dintre aceste două formulări ale problemei corecţiei conduce la un sistem de ecuaţii liniare care se rezolvă cu uşurinţă.

Aşa de exemplu să presupunem că sînt de determinat $m+n+1$ coeficienţi ai părţii liniare. Pentru aceasta sînt necesare $m+n+1$ ecuaţii. După cum rezultă din relaţiile (7) şi (8), în fiecare ecuaţie intră cuplurile de valori $x(t)$, $f(t)$, ..., $x(t-n\tau)$, $f(t-n\tau)$, care sînt cunoscute, deoarece se cunoaşte $x(t)$, $\varphi(t)$ şi funcţia neliniară $\psi(t)$ din relaţia (9). Luînd pentru t valorile $n\tau$, $(n+1)\tau$, ... $(2n+m+1)\tau$, se obţin

3. Calculul dinamic al sistemelor automate cu mai multe neliniarităţi

Formulele de calcul prezentate la punctul 1 se pot aplica şi în cazul sistemelor dinamice cu mai multe neliniarităţi. De exemplu pentru un sistem cu două neliniarităţi se poate forma următoarea schemă :



Potrivit acestei scheme vom avea următoarele relaţii de formele (7) şi (9) :

$$(L^1)\ x^1(t) = \beta_n^1 f^1(t) + \gamma_t^1\,;$$

$$(L^2)\ x^2(t) = \beta_n^2 f^2(t) + \gamma_t^2\,;$$

$$(N^1)\ f^1(t) = -\psi^1(z^1),\ z^1(t) = x^1(t) + x^2(t) - \varphi^2(t)\,; \qquad (10)$$

$$(N^2)\ f^1(t) = -\psi^2(z^2),\ z^2(t) = x^1(t) + x^2(t) - \varphi^2(t).$$

Aici $\varphi^1(t)$, $\varphi^2(t)$ sînt funcţii de intrare date, ψ^1, ψ^2 — caracteristici neliniare, γ_t^1, γ_t^2 — mărimi care ţin seamă de comportarea anterioară a sistemului, avînd forma (8).

Sînt posibile şi alte transformări liniare, îndeosebi la legăturile încrucişate, dar acestea principial nu afectează metoda de calcul, în afară de faptul că, la sistemul de ecuaţii (10), se adaugă cîteva relaţii liniare de forma (7) şi acelaşi număr de coordonate intermediare.

De asemenea, unele din aceste legături pot să lipsească şi atunci dispar şi coordonatele respective din argumentele funcţiilor neliniare.

Ecuaţiile (10) trebuie rezolvate împreună. Există două ecuaţii algebrice neliniare şi două (sau mai multe) ecuaţii algebrice liniare. Rezolvarea acestor ecuaţii se poate face pe cale grafoanalitică. Pentru aceasta se trasează într-un plan comun x, f dreptele (L^1), (L^2) şi caracteristicile neliniare (N^1), (N^2) corespunzătoare ecuaţiilor (10), ca în figura 3.

Pentru trasarea caracteristicilor neliniare (N^1), (N^2) se porneşte de la funcţiile $-\psi'(z')$, $-\psi^2(z^2)$, care se translatează cu mărimile $\varphi^1(t)$ şi $\varphi^2(t)$ în lungul axei absciselor (spre dreapta pentru $\varphi > 0$ şi spre stînga pentru $\varphi < 0$) pentru a obţine caracteristicile $-\psi^1(x^1 + x^2)$ şi $-\psi^2 x^1 + x^2)$.

Se caută apoi abscisa comună $x^1 + x^2$ a punctelor B^1, B^2, astfel ca segmentele $D^1 C^1$ şi B^2C^2 să fie egale în lungime. Drept rezultat, abscisele punctelor C^1 şi C^2 vor fi tocmai $x^1(t)$ şi $x^2(t)$, iar ordonatele lor vor reprezenta mărimile $f^1(t)$ şi $f^2(t)$, care reprezintă soluţia ecuaţiilor (10).

Dacă ecuaţiile (10) au mai multe soluţii (în cazul funcţiilor neliniare cu bucle şi ramificaţii), dintre acestea se alege soluţia care corespunde condiţiilor suplimentare ce se dau de fiecare dată.

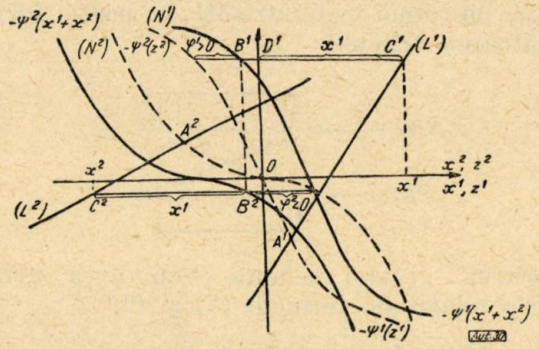


Fig. 3

Dacă una din neliniarităţi N^i depinde numai de variabila ei directă x^i, atunci cel puţin două ecuaţii din sistemul (10) sînt independente şi se rezolvă ca în cazul unei singure neliniarităţi. Celelalte ecuaţii se rezolvă ţinînd seamă de soluţia primelor.

Problema se simplifică şi în cazul dependenţei încrucişate : $\psi^1(x^2)$, $\psi^2(x^1)$. În acest caz, soluţia se va obţine sub forma coordonatelor vîrfurilor unor dreptunghiuri care se sprijină pe punctele de intersecţie sau de corespondenţă dintre caracteristicile liniare (variabile) şi cele neliniare (statice), după cum se va vedea din următorul exemplu.

Exemplu. Să se determine mişcarea liberă din sistemul extremal* reprezentat în figura 4 pentru următoarele valori numerice : $k_1 = 1\ s^{-1}$, $k_2 = 1$, $T_2 = 1$ s, $x_0^1 = 0$, $x_0^2 = -1$. Condiţia de comutare a releului de comandă este $x_c^2 = x_{max}^2$ $(\dot{x}_c^2 = 0)$.

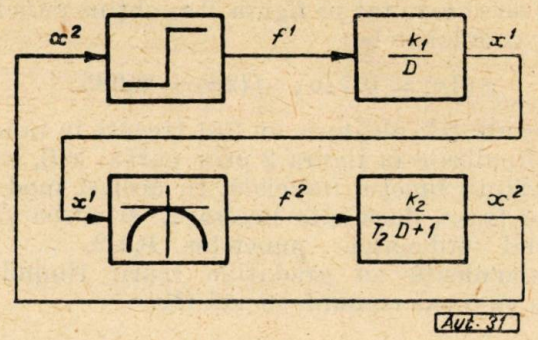


Fig. 4

Rezolvare. Întrucît pasul de integrare nu s-a precizat, el trebuie determinat. Pasul de integrare τ este condiţionat numai de transformările liniare (diferenţiale), întrucît transformările neliniare se realizează principial fără erori de metodă. Dacă se admit erori de metodă de ordinul cîtorva procente, atunci se obţine un pas de integrare comparabil cu constanta de timp T_2. Dar într-un asemenea interval de timp pot avea loc cîteva comutări ale releului şi, de aceea, este necesar să se aleagă un pas de integrare mai mic. Pe baza acestor considerente se va lua $\tau = 0{,}2$ s.

Se calculează coeficienţii celor două elemente liniare folosind formulele din anexă, pentru $n = 1$:

$$\alpha_0^1 = 0\ ;\ \beta_1^1 = \beta_0^1 = \frac{k_1}{\frac{2}{\tau}} = 0{,}1\ ;$$

$$\alpha_0^2 = \frac{-2}{T_2\frac{2}{\tau} + 1} = -\frac{2}{11} = -0{,}182\ ;$$

$$\beta_1^2 = \beta_0^2 = \frac{k_2}{T_2\frac{2}{\tau} + 1} = \frac{1}{11} = 0{,}091.$$

Cunoscînd condiţiile iniţiale $x^1(0) = 0$, $f^1(0) = 0$, $x^2(0) = -1$, $f^1(0) = 1$, cu ajutorul formulei (8) se obţin valorile :

$$\gamma_\tau^1 = (1 + \alpha_0^1)\, x^1(0) + \beta_0^1 f^1(0) = 0{,}1\ ;$$

$$\gamma_\tau^2 = (1 + \alpha_0^2)\, x^1(0) + \beta_0^2 f^1(0) = -0{,}818,$$

* Acest sistem caută şi menţine maximul funcţiei f^2, dar el poate fi utilizat şi pentru căutarea şi menţinerea minimului unei funcţii. Pentru aceasta se inversează conexiunile şi condiţia de comutare a releului de comandă.

iar cu acestea se formează dreptele :

$$(L^1)\quad x^1(\tau) = \beta_1^1 f^1(\tau) + \gamma_\tau^1 = 0{,}1 f^1(\tau) + 0{,}1;$$

$$(L^2)\quad x^2(\tau) = \beta_1^2 f^2(\tau) + \gamma_\tau^2 = 0{,}091 f^2(\tau) - 0{,}818.$$

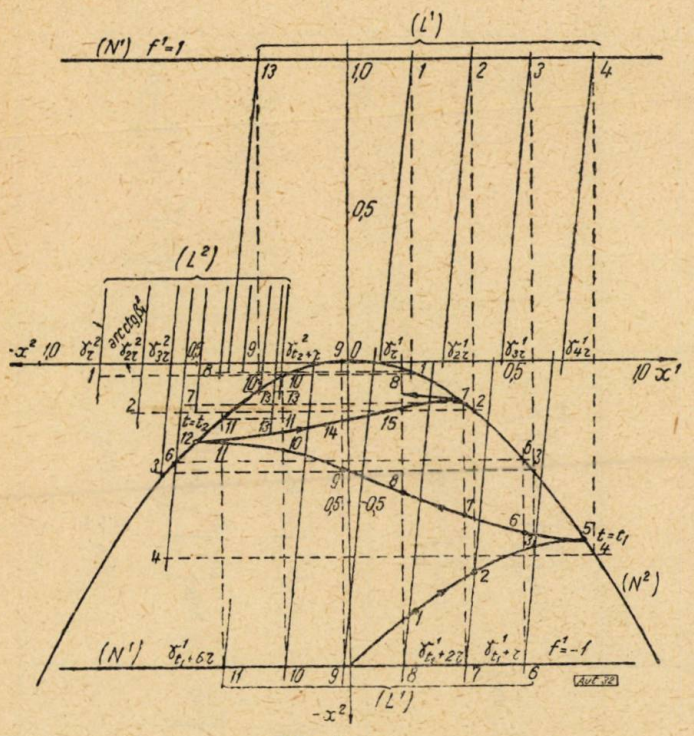


Fig. 5

Dreapta (L^1) intersectează ordonata $f^1 = 1$ care corespunde poziţiei iniţiale a releului (N^1), în punctul 1 de abscisă $x^1(\tau) = 0{,}2$ (fig. 5).

Acestei abscise îi corespunde valoarea $f^2(\tau) = -0{,}04$ pe caracteristica neliniară (N^2), care în cazul de faţă s-a luat de forma $f^2(x^1) = (x^1)^2$. Pentru această valoare, pe dreapta (L^2) se găseşte $x^2(\tau) = -0{,}822$.

Se calculează acum valorile :

$$\gamma_{2\tau}^1 = (1 + \alpha_0^1)\, x^1(\tau) + \beta_0^1 f^1(\tau) = 0{,}2 + 0{,}1 = 0{,}3;$$

$$\gamma_{2\tau}^2 = (1 + \alpha_0^2)\, x^2(\tau) + \beta_0^2 f^2(\tau) = -0{,}818 \cdot$$

$$\cdot 0{,}822 - 0{,}091 \cdot 0{,}04 = -0{,}677,$$

pentru care, din construcţia grafică, rezultă punctele 2 de coordonate :

$$x^1(2\tau) = 0{,}4;\quad f^1(2\tau) = 1;$$

$$x^2(2\tau) = -0{,}692;\quad f^2(2\tau) = -0{,}16.$$

Repetînd calculele şi construcţia grafică, se obţin valorile din tabela 2 şi punctele corespunzătoare din figura 5. De remarcat că în cazul de faţă releul trece pe poziţia $f^1 = -1$ în momentul $t = t_1$, în care $x^2 = -(x^1)^2 = f^2$. Din momentul comutării releului, care se determină prin interpolare sau extrapolare grafică, se continuă calculele şi construcţia grafică pînă la comutarea următoare a releului $(t = t_2)$. În acest fel se determină prin puncte mişcarea liberă de căutare a extremului funcţiei neliniare.

Cu ajutorul punctelor 0, 1, 2, 3, ... se pot trasa caracteristicile de fază ale sistemului. De remarcat că în cazul de faţă caracteristicile de fază, în particular caracteristica $x^2 = x^2(x^1)$, reprezentată în figura 5, nu mai sînt condiţionate de

Tabela 2

t	0	$\tau = 0{,}2s$	2τ	3τ	4τ	$t_1 = 0{,}77s$	$t_1 + \tau$	$t_1 + 2\tau$
γ_t^1	—	0,100	0,300	−0,500	0,700	—	0,670	0,470
γ_t^1	—	−0,818	−0,677	−0,581	−0,536	—	−0,536	−0,494
$x^1(t)$	0	0,200	0,400	0,600	0,800	0,770	0,570	0,370
$f^2(t)$	0	−0,040	−0,160	−0,360	−0,640	−0,590	−0,235	−0,137
$x^2(t)$	−1	−0,822	−0,692	−0,614	−0,594	−0,590	−0,566	−0,506
$f^1(t)$	1	1	1	1	1	±1	−1	−1
Punctele	0	1	2	3	4	5	6	7
t	$t_1 + 3\tau$	$t_1 + 4\tau$	$t_1 + 5\tau$	$t_1 + 6\tau$	$t_2 = 2{,}05s$	$t_2 + \tau$	$t_2 + 2\tau$	$t_2 + 3\tau$
γ_t^1	0,270	0,070	−0,130	−0,330	—	−0,410	−0,210	−0,010
γ_t^2	−0,426	−0,354	−0,290	−0,247	—	−0,226	−0,200	−0,166
$x^1(t)$	0,170	−0,030	−0,230	−0,430	−0,510	−0,310	−0,110	0,090
$f^2(t)$	−0,029	−0,001	−0,053	−0,148	−0,260	−0,096	−0,012	−0,008
$x^2(t)$	−0,429	−0,354	−0,295	−0,264	−0,260	−0,234	−0,201	−0,167
$f^1(t)$	−1	−1	−1	−1	±1	1	1	1
Punctele	8	9	10	11	12	13	14	15

A N E X Ă

Tabela coeficienților α_i, β_j

n	$A\left(\frac{2}{\tau}\right)\alpha_0$	$A\left(\frac{2}{\tau}\right)\alpha_1$	$A\left(\frac{2}{\tau}\right)\alpha_2$	$A\left(\frac{2}{\tau}\right)\alpha_3$	$A\left(\frac{2}{\tau}\right)\alpha_4$	Control $A\left(\frac{2}{\tau}\right)\sum_0^{n-1}\alpha_i = -2^n a_0$
1	$-2a_0$	–	–	–	–	$-2a_0$
2	$-a_2\left(\frac{2}{\tau}\right)^2+a_1\frac{2}{\tau}-a_0$	$a_2\left(\frac{2}{\tau}\right)^2-a_1\frac{2}{\tau}-3a_0$	–	–	–	$-4a_0$
3	$a_3\left(\frac{2}{\tau}\right)^3-a_2\left(\frac{2}{\tau}\right)^2+$ $+a_1\frac{2}{\tau}-a_0$	$-3a_3\left(\frac{2}{\tau}\right)^3+a_2\left(\frac{2}{\tau}\right)^2+$ $+a_1\frac{2}{\tau}-3a_0$	$2a_3\left(\frac{2}{\tau}\right)^3-2a_1\frac{2}{\tau}-4a_0$	–	–	$-8a_0$
4	$-a_4\left(\frac{2}{\tau}\right)^4+a_3\left(\frac{2}{\tau}\right)^3-$ $-a_2\left(\frac{2}{\tau}\right)^2+a_1\frac{2}{\tau}-a_0$	$4a_4\left(\frac{2}{\tau}\right)^4-2a_3\left(\frac{2}{\tau}\right)^3+$ $+2a_1\frac{2}{\tau}-4a_0$	$-6a_4\left(\frac{2}{\tau}\right)^4+2a_2\left(\frac{2}{\tau}\right)^2-6a_0$	$3a_4\left(\frac{2}{\tau}\right)^4+a_3\left(\frac{2}{\tau}\right)^3$ $-a_2\left(\frac{2}{\tau}\right)^2-3a_1\frac{2}{\tau}-5a_0$	–	$-16a_0$
5	$a_5\left(\frac{2}{\tau}\right)^5-a_4\left(\frac{2}{\tau}\right)^4+$ $+a_3\left(\frac{2}{\tau}\right)^3-a_2\left(\frac{2}{\tau}\right)^2+$ $+a_1\frac{2}{\tau}-a_0$	$-5a_5\left(\frac{2}{\tau}\right)^5+3a_4\left(\frac{2}{\tau}\right)^4-$ $-a_3\left(\frac{2}{\tau}\right)^3-a_2\left(\frac{2}{\tau}\right)^2+$ $+3a_1\frac{2}{\tau}-5a_0$	$10a_5\left(\frac{2}{\tau}\right)^5-2a_4\left(\frac{2}{\tau}\right)^4-$ $-2a_3\left(\frac{2}{\tau}\right)^3+2a_2\left(\frac{2}{\tau}\right)^2+$ $+2a_1\frac{2}{\tau}-10a_0$	$-10a_5\left(\frac{2}{\tau}\right)^5-2a_4\left(\frac{2}{\tau}\right)^4+$ $+2a_3\left(\frac{2}{\tau}\right)^3+2a_2\left(\frac{2}{\tau}\right)^2-$ $-2a_1\frac{2}{\tau}-10a_0$	$4a_5\left(\frac{2}{\tau}\right)^5+2a_4\left(\frac{2}{\tau}\right)^4-$ $-2a_2\left(\frac{2}{\tau}\right)^2-4a_1\frac{2}{\tau}-6a_0$	$-32a_0$

n	$A\left(\frac{2}{\tau}\right)\beta_0$	$A\left(\frac{2}{\tau}\right)\beta_1$	$A\left(\frac{2}{\tau}\right)\beta_2$	$A\left(\frac{2}{\tau}\right)\beta_3$	$A\left(\frac{2}{\tau}\right)\beta_4$	$A\left(\frac{2}{\tau}\right)\beta_5$	Control $A\left(\frac{2}{\tau}\right)\sum_0^n \beta_j = 2^n b_0$
1	$-b_1\frac{2}{\tau}+b_0$	$b_1\frac{2}{\tau}+b_0$	–	–	–	–	$2\,b_0$
2	$b_2\left(\frac{2}{\tau}\right)^2-b_1\frac{2}{\tau}+b_0$	$-2b_2\left(\frac{2}{\tau}\right)^2+2b_0$	$b_2\left(\frac{2}{\tau}\right)^2+b_1\left(\frac{2}{\tau}\right)+b_0$	–	–	–	$4\,b_0$
3	$-b_3\left(\frac{2}{\tau}\right)^3+b_2\left(\frac{2}{\tau}\right)^2-b_1\frac{2}{\tau}+b_0$	$3b_3\left(\frac{2}{\tau}\right)^3-b_2\left(\frac{2}{\tau}\right)^2-b_1\frac{2}{\tau}+3b_0$	$-3b_3\left(\frac{2}{\tau}\right)^3-b_2\left(\frac{2}{\tau}\right)^2+b_1\frac{2}{\tau}+3b_0$	$b_3\left(\frac{2}{\tau}\right)^3+b_2\left(\frac{2}{\tau}\right)^2+b_1\frac{2}{\tau}+b_0$	–	–	$-8b_0$
4	$b_4\left(\frac{2}{\tau}\right)^4-b_3\left(\frac{2}{\tau}\right)^3+b_2\left(\frac{2}{\tau}\right)^2-b_1\frac{2}{\tau}+b_0$	$-4b_4\left(\frac{2}{\tau}\right)^4+2b_3\left(\frac{2}{\tau}\right)^3-2b_1\frac{2}{\tau}+4b_0$	$6b_4\left(\frac{2}{\tau}\right)^4-2b_3\left(\frac{2}{\tau}\right)^2+6b_0$	$-4b_4\left(\frac{2}{\tau}\right)^4-2b_3\left(\frac{2}{\tau}\right)^3+2b_1\frac{2}{\tau}+4b_0$	$b_4\left(\frac{2}{\tau}\right)^4+b_3\left(\frac{2}{\tau}\right)^3+b_2\left(\frac{2}{\tau}\right)^2+b_1\frac{2}{\tau}+b_0$	–	$16b_0$
5	$-b_5\left(\frac{2}{\tau}\right)^5+b_4\left(\frac{2}{\tau}\right)^4-b_3\left(\frac{2}{\tau}\right)^3+b_2\left(\frac{2}{\tau}\right)^3-b_1\frac{2}{\tau}+b_0$	$5b_5\left(\frac{2}{\tau}\right)^5-3b_4\left(\frac{2}{\tau}\right)^4+b_3\left(\frac{2}{\tau}\right)^3+b_2\left(\frac{2}{\tau}\right)^2-3b_1\frac{2}{\tau}+5b_0$	$-10b_5\left(\frac{2}{\tau}\right)^5+2b_4\left(\frac{2}{\tau}\right)^4+2b_1\left(\frac{2}{\tau}\right)^3-2b_3\left(\frac{2}{\tau}\right)^2-2b_1\frac{2}{\tau}+10b_0$	$10b_5\left(\frac{2}{\tau}\right)^5+2b_4\left(\frac{2}{\tau}\right)^4-2b_3\left(\frac{2}{\tau}\right)^3-2b_2\left(\frac{2}{\tau}\right)^2+2b_1\frac{2}{\tau}+10b_0$	$-5b_5\left(\frac{2}{\tau}\right)^5-3b_4\left(\frac{2}{\tau}\right)^4-b_3\left(\frac{2}{\tau}\right)^3+b_2\left(\frac{2}{\tau}\right)^2+3b_1\frac{2}{\tau}+5b_0$	$b_5\left(\frac{2}{\tau}\right)^5+b_4\left(\frac{2}{\tau}\right)^4+b_3\left(\frac{2}{\tau}\right)^3+b_2\left(\frac{2}{\tau}\right)^2+b_1\frac{2}{\tau}+b_0$	$32b_0$

Observații

1) $A\left(\frac{2}{\tau}\right)=a_n\left(\frac{2}{\tau}\right)^n+a_{n-1}\left(\frac{2}{\tau}\right)^{n-1}+\cdots+a_1\frac{2}{\tau}+a_0$.

2) Aici s-a considerat $m=n$. Dacă $m<n$, atunci se ia $b_n=b_{n-1}=\ldots=b_{m+1}=0$.

ordinul sistemului automat. Metoda expusă permite să se obţină astfel de caracteristici pentru sisteme de orice ordin. De asemenea caracteristica neliniară cu extrem poate fi oarecare, dată analitic sau grafic. În sfîrşit şi condiţiile de comutare a releului se pot schimba pentru a imprima sistemului caracteristici superioare (rapiditate sporită în urmărirea extremului, stabilitate faţă de zgomote etc.).

Soluţia obţinută poate fi folosită şi la sisteme cu alte valori numerice pentru coeficientul de amplificare k_1 şi constanta de timp T_2, care satisfac condiţia $k_1 T_2 = 1$. Pentru aceasta se schimbă scara timpului $t = \alpha\theta$ şi se obţine : $k_1 = \alpha$, $T_2 = \frac{1}{\alpha}$. Dacă $\alpha > 1$, procesul tranzitoriu este mai rapid, iar dacă $\alpha < 1$, mai lent, fără a modifica însă forma procesului. Aceasta se modifică dacă se schimbă şi coeficientul k_2.

BIBLIOGRAFIE

[1] Belea, C. *Asupra determinării proceselor tranzitorii şi regimurilor stabilizate în sistemele automate neliniare şi autoacordabile.* În : Automatica şi Electronica 7, nr. 6, 1963.

[2] Belea, C. *Metoda diferenţelor finite în teoria sistemelor automate continue.* În : Automatica şi Electronica 8, nr. 1, 1965.

[3] Krîlov, A. N. *Lecţii de calcule prin aproximaţii.* Bucureşti, Ed. tehnică, 1957.

Ing. D. Poenaru

LEFORDITVA 9f4472/66

O metodă de determinare a histerezisului triggerului Schmitt

Triggerul Schmitt [1] este unul dintre montajele frecvent utilizate, în general, în aparatura de electronică nucleară, şi în particular, în aplicaţiile cu radioizotopi. În astfel de aplicaţii interesează uneori să se cunoască valoarea histerezisului * circuitului şi, mai ales, parametrii asupra cărora să se acţioneze pentru a-l micşora sau mări.

O analiză riguroasă în vederea determinării unei relaţii analitice exacte de calcul al histerezisului prezintă dificultăţi legate de funcţionarea montajului în regim neliniar.

În cele ce urmează se prezintă o metodă de analiză a funcţionării circuitului, relativ simplă, bazată pe un model liniarizat, cu care se lucrează de obicei în astfel de cazuri [2]. Înainte de a determina histerezisul, se va deduce o schemă echivalentă a circuitului pe perioada basculării şi se va calcula valoarea amplificării pe bucla de reacţie, necesară funcţionării montajului în regim basculant.

Se menţionează că în clasa de aplicaţii enunţate nu interesează performanţele temporale ale circuitului şi, pentru aceasta, nici nu se va figura în schemă condensatorul montat de obicei pentru mărirea vitezei de basculare. Se presupune că, la intrarea circuitului, acţionează o tensiune cu variaţie lentă în timp (luată, de exemplu, de la bornele unui integrator).

Analiza generală a funcţionării circuitelor basculante [2] a stabilit o dependenţă calitativă a valorii histerezisului de amplificarea circuitului pe bucla de reacţie, amplificare ce determină specificul funcţionării montajului. Într-adevăr se pot produce basculări numai dacă amplificarea pe bucla de reacţie este supraunitară. Dacă această amplificare este subunitară, circuitul devine amplificator cu reacţie pozitivă.

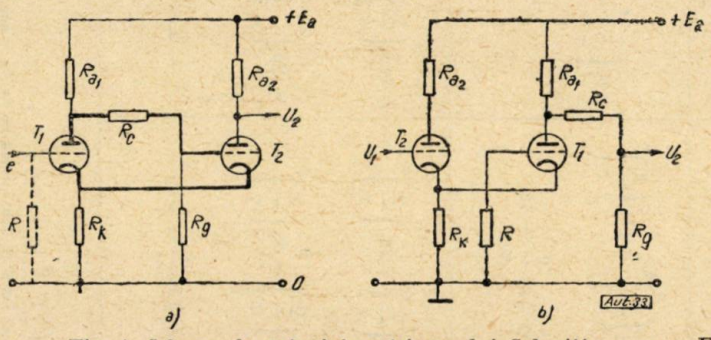


Fig. 1. Schema de principiu a triggerului Schmitt : a) cu bucla de reacţie închisă; b) cu bucla de reacţie deschisă.

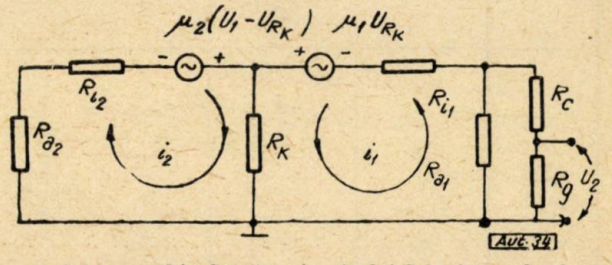


Fig. 2. Schema echivalentă a circuitului Schmitt cu bucla de reacţie deschisă.

Pentru a calcula amplificarea pe bucla de reacţie se întrerupe bucla (fig. 1, *a*) într-un punct convenabil ales. Alegînd acest punct pe grila tubului T_2 (fig. 1, *a*) se obţine circuitul din figura 1, *b*, amplificarea pe bucla de reacţie fiind raportul $\frac{U_2}{U_1}$. Calculul acestui raport se face pornind de la schema echivalentă a montajului din figura 1, *b*, prezentată în figura 2.

* Histerezis înseamnă diferenţa dintre pragul de basculare într-un sens şi pragul de basculare în sens invers. De fapt, denumirea este improprie, deoarece diferenţa dintre pragurile de basculare reprezintă un parametru al fenomenului, care constă în existenţa acestor praguri.

În vederea analizei pe ochiuri a acestei reţele electrice se consideră curenţii i_1 şi i_2 ai celor două ochiuri independente, cu sensurile indicate de săgeţi. Se menţionează că s-a presupus $(Rc + Rg) \gg Ra_1$, deci curentul care circulă prin rezistenţele divizoare Rc şi Rg se poate neglija faţă de curentul prin Ra_1.

Aplicînd legea I a lui Kirchhoff în cele două ochiuri independente ale reţelei, rezultă :

$$i_1(Ra_1 + Ri_1) + U_{R_k} = \mu_1 U_{R_k} ;$$

$$i_2(Ra_2 + Ri_2) + U_{R_k} = \mu_2 U_1 - \mu_2 U_{R_k},$$

şi ţinînd seamă de faptul că $U_{R_k} = R_k(i_1 + i_2)$ se poate scrie :

$$i_1[Ra_1 + Ri_1 + (1 + \mu_1) R_k] + i_2(1 + \mu_1) R_k = 0 ; \quad (1)$$

$$i_2[Ra_2 + Ri_2 + (1 + \mu_2) R_k] + i_1(1 + \mu_2) R_k = \mu_2 U_1. \quad (2)$$

Aceste două ecuaţii permit să se construiască o nouă schemă echivalentă (fig. 3), simplificată, a montajului (cu o singură sursă de tensiune).

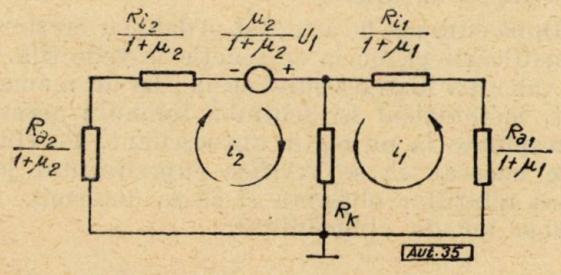


Fig. 3. Schema echivalentă simplificată a circuitului Schmitt cu bucla de reacţie deschisă.

Din figura 2 se vede că :

$$U_2 = - i_1 Ra_1 \cdot \frac{Rg}{Rc + Rg} . \quad (3)$$

Raportul $\frac{U_2}{U_1}$ care ne interesează se poate obţine eliminînd pe i_2 din ecuaţiile (1) şi (2) şi înlocuind valoarea astfel obţinută pentru i_1 în (3).

Procedînd în acest mod se obţine :

$$\frac{U_2}{U_1} = \frac{\mu_2(1 + \mu_1) R_k \cdot Ra_1 \cdot \frac{Rg}{Rc + Rg}}{[Ra_1 + Ri_1 + R_k(1 + \mu_1)]\,[Ra_2 + Ri_2 + R_k(1 + \mu_2)] - R_k^2(1 + \mu_1)(1 + \mu_2)} \quad (4)$$

şi pentru tuburi identice ($\mu_1 = \mu_2 = \mu$ şi $Ri_1 = Ri_2 = Ri$) :

$$\frac{U_2}{U_1} = \frac{\mu(\mu + 1) R_k \cdot Ra_1 \cdot \frac{Rg}{Rc + Rg}}{(Ra_1 + Ri)(Ra_2 + Ri) + (1 + \mu) R_k (Ra_1 + Ra_2 + 2Ri)} . \quad (5)$$

În cazul unor sarcini anodice egale ($Ra_1 = Ra_2 = Ra$) :

$$\frac{U_2}{U_1} = \frac{\mu Ra}{Ri + Ra} \cdot \frac{Rg}{Rc + Rg} \cdot \frac{1}{1 + \frac{Ra + Ri}{2(1 + \mu) R_k}} . \quad (6)$$

Se observă că rezistenţa de reacţie R_k măreşte amplificarea cu atît mai mult cu cît tubul are un factor de amplificare μ mai mare şi suma $(Ri + Ra)$ mai mică.

De obicei R_k are o valoare apropiată de Ra şi Ri şi este îndeplinită relaţia $2R_k(1 + \mu) \gg (Ra + Ri)$, aşa că se poate scrie cu o aproximaţie destul de bună :

$$\frac{U_2}{U_1} \simeq \mu \frac{Ra}{Ri + Ra} \cdot \frac{Rg}{Rc + Rg} . \quad (7)$$

Pentru calculul histerezisului se vor analiza condiţiile în care au loc bascularea montajului dintr-o stare în alta şi revenirea la starea iniţială.

Se consideră că iniţial T_1 este blocat datorită aplicării unei tensiuni negative între grilă şi catod $(e - U_{R_k} < - Egt_1$, unde s-a notat cu Egt_1 tensiunea de tăiere a tubului $T_1)$.

Dacă se creşte continuu tensiunea de intrare e, la un moment dat, pentru o valoare $e = e_m$, tubul T_1 se va deschide şi, în cazul în care amplificarea pe bucla de reacţie este supraunitară $\left(\frac{U_2}{U_1} > 1\right)$, se va produce bascularea în starea în care T_1 conduce, iar T_2 este blocat. Această stare se menţine atît timp cît T_1 conduce şi este îndeplinită relaţia :

$$(Ea - ia_1 Ra_1) \frac{Rg}{Rc + Rg} - ia_1 R_k \leqslant - Egt_2. \quad (8)$$

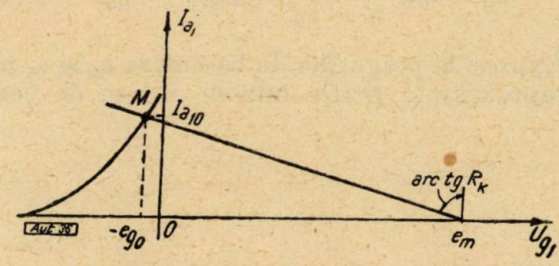


Fig. 4. Punctul static de funcţionare (M) pe caracteristica dinamică a tubului T_1.

Pentru a determina tensiunea e_m la care s-a produs bascularea se poate face construcţia grafică din figura 4, utilizînd caracteristica dinamică a tubului construită pentru o sarcină dată. Se presupune că tensiunea grilă-catod în punctul de funcţionare M al tubului nu este nulă, ci are o valoare $- eg_0$.

Ducînd prin punctul M o dreaptă de pantă corespunzătoare rezistenţei R_k, la intersecţia ei cu axa absciselor se determină tensiunea e_m. Se poate scrie :

$$ia_{10} R_k = e_m + eg_0 \tag{9}$$

şi introducînd valoarea ia_{10}, care rezultă de aici, în (8), se obţine :

$$e_m = \frac{Ea \frac{Rg}{Rc + Rg} + Egt_2 - eg_0 \left(1 + \frac{Ra_1}{R_k} \cdot \frac{Rg}{Rc + Rg} \right)}{1 + \frac{Ra_1}{R_k} \cdot \frac{Rg}{Rc + Rg}}. \tag{10}$$

Dacă pornind de la starea în care T_1 conduce şi T_2 este blocat se scade tensiunea de intrare e, pragul de basculare în sens invers e_M va diferi de e_m. Tubul T_1 este blocat de acele tensiuni e care satisfac relaţia :

$$e - ia_2 R_k \leqslant - Egt_1 \tag{10,a}$$

sau la limită :

$$e_M - ia_{20} R_k = - Egt_1. \tag{11}$$

Pe de altă parte, făcînd o construcţie grafică analogă celei din figura 4, pentru tubul T_2 pe noua figură, intersecţia dreptei cu axa absciselor va fi $Ea \frac{Rg}{Rc + Rg}$ în loc de e_m, deci se poate scrie :

$$ia_{20} R_k = Ea \frac{Rg}{Rc + Rg} + eg_0. \tag{12}$$

Din (11) şi (12) rezultă :

$$e_M = Ea \frac{Rg}{Rc + Rg} - Egt_1 + eg_0. \tag{13}$$

Expresiile pragurilor de basculare e_M şi e_m pot fi reprezentate grafic într-un sistem de coordonate $\left(\frac{Rg}{Rc + Rg}, e \right)$, ca în figura 5, conform ecuaţiilor (13) şi (10). Pe acest grafic prezintă interes acele valori ale histerezisului $(e_M - e_m)$

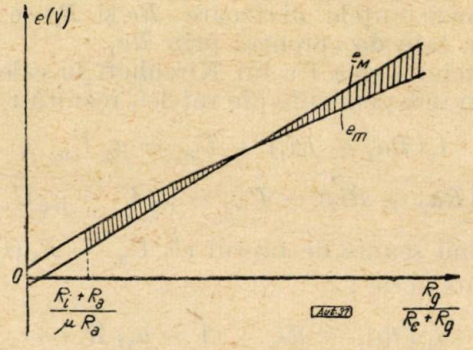


Fig. 5. Variaţia pragurilor de basculare cu amplificarea pe bucla de reacţie.

determinate în domeniul în care amplificarea pe bucla de reacţie este supraunitară, adică :

$$\frac{Rg}{Rc + Rg} \geqslant \frac{Ra + Ri}{\mu Ra} \tag{14}$$

(porţiunea haşurată).

După cum era de aşteptat, o dată cu creşterea amplificării pe bucla de reacţie se vede (fig. 5) că valoarea histerezisului scade. La un moment dat, histerezisul îşi schimbă semnul ; aceasta corespunde la un regim autooscilant. Pe viitor este necesar să se verifice experimental justeţea relaţiilor obţinute şi să se determine limitele lor de aplicabilitate.

BIBLIOGRAFIE

[1] Elmore, W., Sands, M. *Electronica v iadernoi fizike.* Trad. din l. engleză. Moscova, Izd. inostrannoi literaturî, 1953.

[2] Meerovici, L. A., Zelicenko, L. G. *Tehnica impulsurilor.* Bucureşti, Ed. tehnică, 1958.

Ing. P. Ghelfan

Metodă de stabilizare a spectrometrelor cu scintilaţie

1. Introducere

Îmbunătăţirea stabilităţii aparaturii radiometrice cu scintilaţie constituie un subiect des abordat de presa de specialitate, dată fiind importanţa sa.

Majoritatea lucrărilor recente de acest gen [1] — [4] se axează pe formula unei stabilizări globale controlate cu o radiaţie „etalon". În [4] este dată o prezentare succintă a metodelor respective.

Aceste metode, în ce priveşte performanţele deosebite ce se obţin, cer o dezvoltare importantă a instalaţiei. Avînd în vedere aceasta, o formulă care să asigure performanţe intermediare, dar să nu ceară decît mici modificări faţă de aparatura obişnuită, ar putea avea un domeniu larg de aplicare.

În cele ce urmează este propusă o astfel de metodă, avînd ca obiectiv numai reducerea fluctuaţiilor introduse de fotomultiplicator. Efectul variaţiilor de sensibilitate a fotomultiplicatorului, determinate de înalta tensiune, este parţial compensat prin realizarea unei dependenţe convenabile între aceasta din urmă şi tensiunea de prag a discriminatorului de amplitudini.

Într-o oarecare măsură, această compensare este prezentă dacă variaţiile sensibilităţii şi tensiunii de prag cu tensiunea de alimentare au acelaşi sens, dar este neînsemnată dacă acestea diferă mult.

Valorificarea sa completă, cu alte cuvinte obţinerea unei compensări optime, nu este legată de dificultăţi constructive şi este aplicabilă sub diferite forme la radiometrele şi spectrometrele cu scintilaţie de diverse tipuri.

2. Principiul metodei

Dependenţa amplificării unui multiplicator electronic cu m dinode de tensiunea aplicată acestora poate fi exprimată cu relaţia :

$$A = \theta\, U^m\, e^{-\mu U}, \tag{1}$$

unde A este amplificarea, U — tensiunea aplicată divizorului rezistiv care distribuie potenţialele necesare dinodelor, θ şi μ — constante.

Să presupunem un fotomultiplicator care, la o emisie dată a fotocatodei şi o amplificare A_0 a multiplicatorului, debitează pe sarcina din anod un curent i_{e0}, corespunzător tensiunii de prag la intrarea în discriminator.

La o valoare oarecare a amplificării, curentul în sarcină se poate exprima :

$$i_e = \left(\frac{A}{A_0}\right) i_{e0} \tag{2}$$

sau considerînd constantă amplificarea liniară care precede discriminatorul :

$$u_e = \left(\frac{A}{A_0}\right) u_{ep}, \tag{3}$$

u_e şi u_{ep} fiind mărimea impulsului aplicat la discriminator, respectiv valoarea sa de prag.

Ţinînd seamă de (1), mărimea impulsului se poate exprima :

$$u_e = \left(\frac{U}{U_0}\right)^m e^{-\mu (U - U_0)} \cdot u_{ep}. \tag{4}$$

În vecinătatea valorii $U = U_0$:

$$u_e = \left(\frac{U}{U_0}\right)^m e^{-\mu (U - U_0)}\, u_{ep} \simeq \left(\frac{U}{U_0}\right)^m \left(\frac{U}{U_0}\right)^{-\mu U_0} \cdot u_{ep} =$$

$$= \left(\frac{U}{U_0}\right)^n \cdot u_{ep}, \tag{5}$$

în care $n = m - \mu U_0$ se poate deduce experimental.

Spre deosebire de cazul obişnuit, cînd tensiunea de prag a discriminatorului are o valoare constantă, în cazul de faţă aceasta are o valoare liniar dependentă de tensiunea de alimentare U, aplicată divizorului rezistiv :

$$u_d = PU + Q, \tag{6}$$

unde s-a notat cu u_d tensiunea de prag a discriminatorului , constantele P şi Q alegîndu-se pe baza considerentelor de mai jos.

Amplitudinea de prag u_{ep} poate lua diferite valori superioare unei mărimi u_{e0} corespunzătoare energiei minime din spectrul de analizat.

Particularizînd $n = 10$, se pot reprezenta curbele $\frac{u_e}{u_{e0}} = \alpha \left(\frac{U}{U_0}\right)^{10}$ din figura 1, unde parametrul $\alpha = \frac{u_{ep}}{u_{e0}} > 1$ determină diverse praguri superioare.

Dacă tensiunea de prag a discriminatorului u_d, reprezentată raportat la u_{e0} în acelaşi plan de coordonate, ar constitui, pentru diferite valori ale parametrului α, drepte tangente curbelor de mai sus în punctele de funcţionare M_0, M_1, $M_2 \ldots$, am avea :

$$p = \frac{n\alpha}{U_0} \cdot u_{e0} \text{ şi } Q = -(n-1)\,\alpha \cdot u_{e0}.$$

Variaţia în jurul valorii de prag a impulsurilor corespunzătoare energiei din spectru, de la care devine sensibil discriminatorul, ar fi evident mai mică decît în cazul obişnuit cînd dreapta (6) este orizontală.

Această variaţie, notată în cele ce urmează cu u_e, se poate evalua calculînd diferenţa :

$$u_e = u_e - u_d = \left(\frac{U}{U_0}\right)^n u_{ep} - n\frac{U}{U_0} u_{ep} + (n-1)\, u_{ep}$$

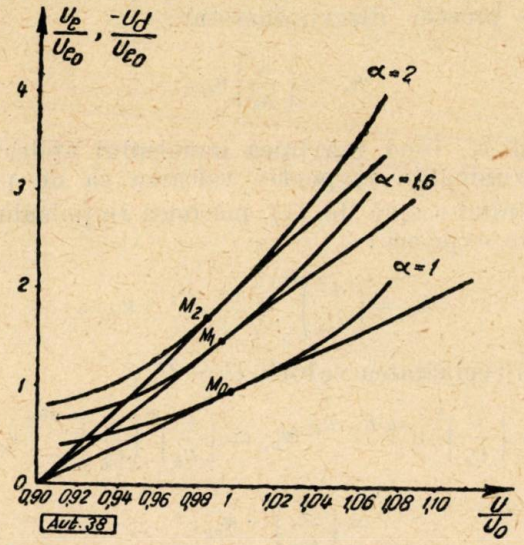


Fig. 1. Cazul în care dreptele corespunzătoare variaţiei tensiunii de prag a discriminatorului sînt tangente la curbele corespunzătoare variaţiei amplitudinii impulsurilor.

sau raportat :

$$\frac{\Delta u_e}{u_{ep}} = \left(\frac{U}{U_0}\right)^n - n\frac{U}{U_0} + n - 1.$$

Punînd $U = U_0 + \Delta U$ şi aproximînd termenul $\left(1 + \frac{\Delta U}{U_0}\right)^n$ cu primii trei termeni din dezvoltarea sa binominală, rezultă :

$$\frac{\Delta u_e}{u_{ep}} \cong C_n^2 \left(\frac{\Delta U}{U_0}\right)^2,$$

unde C_n^2 este coeficientul al treilea din seria binominală.

O apreciere comparativă a deplasării reale a pragurilor de discriminare în acest caz, faţă de cea care are loc în cazul obişnuit $\Delta u_e'$, cînd avem $\frac{\Delta u_e'}{u_e} = n\frac{\Delta U}{U}$, se poate face urmărind raportul :

$$\frac{\Delta u_e}{\Delta u_e'} = \frac{C_n^2}{n} \cdot \frac{\Delta U}{U}.$$

Funcţie de diferitele tipuri de radiometre, posibilităţile de realizare a compensării pot fi grupate conform schemelor bloc din figura 2.

În schema 2, *a* compensarea optimă se poate realiza reglînd coeficientul de stabilizare a stabilizatorului S_2, astfel încît :

$$\frac{\Delta u_e}{u_e} = \frac{\Delta u_d}{u_d}; \qquad (7)$$

deci :

$$\frac{n}{s_1}\frac{\Delta E}{E} = \frac{1}{s_2}\frac{\Delta E}{E},$$

$$s_2 = \frac{s_1}{n},$$

s_1 şi s_2 fiind coeficienţii de stabilizare a celor două stabilizatoare, iar E, tensiunea de alimentare.

Schema 2, *b* realizează compensarea cu ajutorul unei reţele rezistive M, care aplică discriminatorului o tensiune rezultată printr-un amestec convenabil al tensiunii nestabilizate cu cea dată de stabilizator, astfel încît condiţia (7) dă :

$$ms = n - a,$$

unde m este fracţiunea din tensiunea nestabilizată, iar a din cea stabilizată.

În schema 2, *c* tensiunea aplicată discriminatorului este :

$$u_d = E - kU,$$

unde E este tensiunea bateriei, iar kU, fracţiunea din înalta tensiune aplicată.

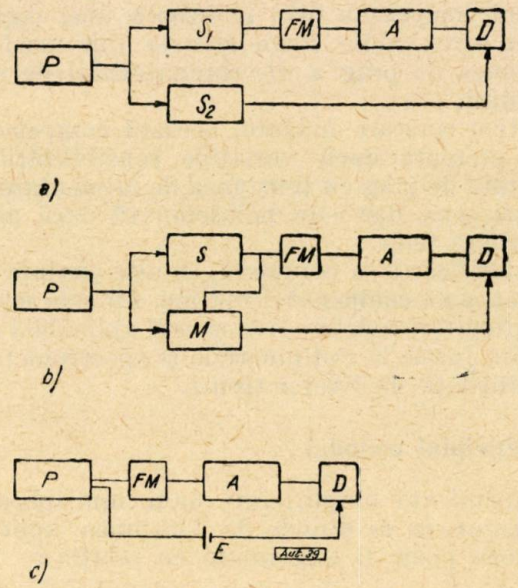


Fig. 2. Trei variante ale metodei :
P – sursă de alimentare; *S*, S_1, S_2 – stabilizatoare; *FM* – fotomultiplicator; *A* – amplificator liniar; *D* – discriminator; *M* – circuit de amestec; *E* – baterie.

În baza aceloraşi considerente ca mai sus :

$$K = \frac{nu_d}{U}.$$

3. Realizarea practică a montajelor

Rolul stabilizatorului S_2 din figura 2, *a* poate fi preluat de triggerul din figura 3, larg utilizat ca discriminator. Acesta poate fi reglat cu

ajutorul rezistenţelor R_6 şi R_9, astfel încît caracterul variaţiei tensiunii de prag datorită variaţiei tensiunii de reţea să fie modificat.

Negativării externe, liniar dependente de tensiunea de alimentare, i se adună negativarea

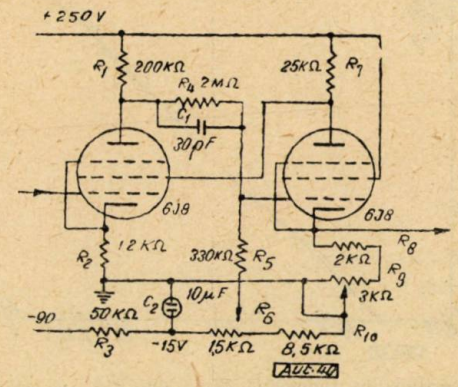


Fig. 3. Discriminator cu prag controlat.

automată. Variaţia acesteia din urmă cu tensiunea de alimentare este mult mai pronunţată, astfel încît, prin dozarea ei, se poate modifica, în limite destul de largi, caracterul variaţiei tensiunii de prag.

Totodată, pentru a se menţine valoarea stabilită a pragului, se reglează concomitent R_6.

Stabilizatorul înaltei tensiuni S trebuie să aibă un coeficient de stabilizare $s \simeq n$, pentru ca reglajul descris mai sus să poată fi efectuat convenabil.

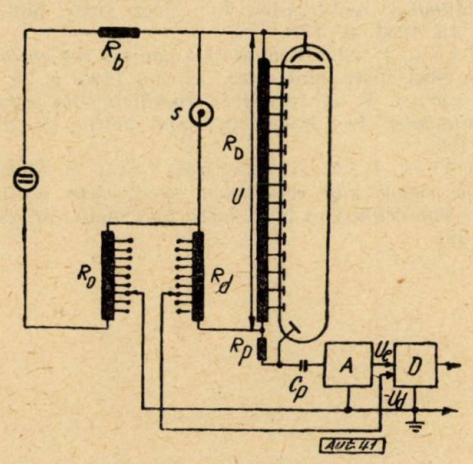


Fig. 4. Obţinerea tensiunii de prag la sursele de înaltă tensiune cu stabilizator corona.

Corespunzînd schemei bloc din figura 2, *b*, montajul din figura 4 utilizează un stabilizator corona.

Presupunînd caracteristica tubului stabilizator S liniară :

$$u_d = q\,R_0\left[\frac{\frac{U}{RD}(R_0 + Rd) - E_0}{R_i} + \frac{U}{R_D}\right] + p\,\frac{U}{R_D}\,R_d\,, \tag{8}$$

în care E_0 este tensiunea iniţială (virtuală) a tubului stabilizator, R_i — rezistenţa sa internă, p şi q—coeficienţi reprezentînd fracţiunile din divizoarele R_0 şi R_d incluse în circuitul de polarizare al discriminatorului.

Punînd (8) sub forma (6):

$$u_d = \left[p\frac{R_d}{R_D} + q\frac{R_0}{R_D} + q\frac{R_0}{R_D R_i}(R_D + R_d)\right]U - \frac{R_0}{R_i}E_0,$$

din :

$$P = n\alpha\frac{u_{e0}}{U_0} = \frac{R_d}{R_D} + \frac{R_0}{R_D} + \frac{R_0}{R_D R_i}(R_D + R_d)$$

şi :

$$Q = -u_{e0}(n-1) = -E_0\,p\,\frac{R_0}{R_i}$$

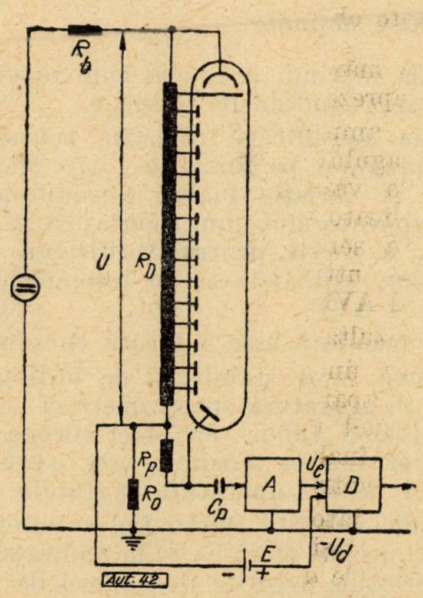


Fig. 5. Obţinerea tensiunii de prag variabile cu ajutorul unei surse suplimentare.

se pot determina, pentru un punct de funcţionare dat al stabilizatorului, valorile coeficienţilor p şi q corespunzătoare diferitelor praguri.

Schema 2, *c* este concretizată în figura 5, unde R_D este divizorul de polarizare a dinodelor, A—amplificatorul liniar, D—discriminatorul, E—o baterie de polarizare.

În acest caz :

$$u_d = E + U\frac{R_0}{R_0 + R_D}. \tag{9}$$

Comparînd (6) cu (9) rezultă :

$$Q = -(n-1)\,\alpha\,u_{e0} = -E;$$

$$P = n\,\alpha\frac{u_{e0}}{U_0} = \frac{R_0}{R_0 + R_D},$$

de unde se pot determina valorile rezistenţei R_0 şi tensiunii bateriei de polarizare E pentru fiecare prag determinat de parametrul α.

Valoarea practică a acestui montaj este însă redusă, dată fiind necesitatea bateriei sau a unei surse stabilizate suplimentare.

În afară de aceasta, ţinînd seamă de cele stabilite la punctul 2, fluctuaţia tensiunii de prag datorită fluctuaţiei tensiunii bateriei este la acest exemplu :

$$\frac{\Delta u_{ep}}{u_{ep}} = (n-1)\frac{\Delta E}{E}.$$

Concluzia de mai sus se aplică şi în cazul precedent, locul tensiunii bateriei fiind luat de tensiunea iniţială a tubului stabilizator E_0, stabilitatea maximă posibilă fiind deci cu un ordin mărime sub cea a mărimii E_0.

4. Rezultate obţinute

Variaţia mărimii Δu_e, aşa cum rezultă din (7), este reprezentată în figura 6.

Variaţia amplificării necesare pentru menţinerea pragului pe linia de 1,170 MeV dată de Co^{60}, la variaţia înaltei tensiuni aplicate fotomultiplicatorului unui montaj ca în primul exemplu, a servit pentru verificarea relaţiei de mai sus, utilizîndu-se un fotomultiplicator DARIO 54 AVP.

Curba rezultată este marcată cu cruciuliţe.

Atingerea unor stabilităţi de ordinul celor necesare în aparatura spectrometrică cu scintilaţie, utilizînd tuburi cu efect corona pentru stabilizarea înaltei tensiuni, este avantajoasă în special pentru aparatură portabilă.

Variaţiile datorite fluctuaţiei tubului stabilizator au acelaşi efect ca şi în montajele obişnuite, variaţiile datorite însă sursei de alimentare sînt mult mai reduse.

Metoda este cu atît mai eficace, cu cît variaţiile sînt mai mici, dată fiind dependenţa factorului de stabilizare de amplitudinea fluctuaţiilor.

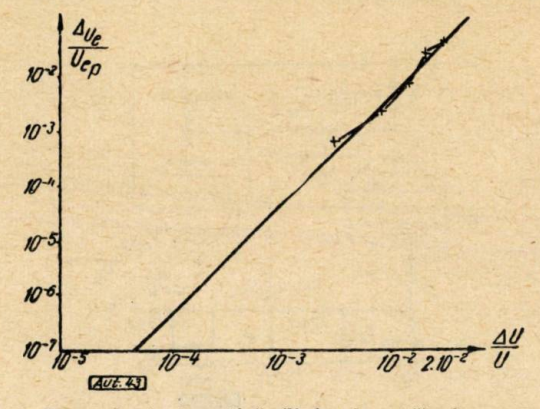


Fig. 6. Dependenţa teoretică (linia dreaptă) şi cea experimentală (linia frîntă) a fluctuaţiei relative a pragului, de fluctuaţia relativă a înaltei tensiuni.

Astfel, presupunînd driftul caracteristicilor unui tub stabilizator corona de 0,02% pe 24 de ore de funcţionare şi o sursă de înaltă tensiune dînd variaţii de $\pm$ 5%, este suficient un coeficient de stabilizare de 10 ca variaţiile amplitudinilor analizate să fie mai mici de $\pm$ 0,5%.

BIBLIOGRAFIE

[1] Marlow, K. W. *A system for stabilizing the gain of the scintillation spectrometer.* În : Nucl. instr. and meth., nr. 15, 1962, p. 188.

[2] Dixon, I. *Stabilization of a gamma ray spectrometer.* În : Nucl. instr. and meth., nr. 25, 1963, p. 26.

[3] Steman, F. *A system for stabilizing the scintillation spectrometer.* În : Nucl. instr. and meth., nr. 29, 1964, p. 107.

[4] Dudley, R. A. şi Scarpatetti, R. *Stabilization of a gamma ray scintillation spectrometer against zero and gain drifts.* În : Nucl. instr. and meth., nr. 25, 1964, p. 297.

NOTĂ

Ing. Mioara Călușiță

O metodă de variere a parametrilor unui regulator electronic PI în vederea realizării unui regulator adaptiv pentru procese tehnologice

Dacă astăzi literatura tehnică este foarte bogată în date asupra principiilor de bază ale sistemelor adaptive [1], [2], [3], ea este foarte săracă în montaje de regulatoare adaptive. Regulatorul adaptiv nu este un aparat de serie mare. În aceste condiții soluția cea mai rațională este crearea unui dispozitiv sau găsirea unei modificări care, aplicată regulatoarelor obișnuite, să permită reglarea adaptivă.

Se știe că regulatorul adaptiv este un regulator destinat să regleze procesele la care variază în timp nu numai diversele mărimi care afectează procesul, dar și însăși parametrii procesului variază în limite mari. Acest fapt face ca să nu se poată realiza o reglare convenabilă cu un regulator cu parametrii de acord (bandă de proporționalitate B_p, timp de integrare T_i, și timp de derivare T_d) ficși.

Dacă parametrii procesului nu variază, regulatorul adaptiv se comportă ca un regulator obișnuit. Cînd parametrii procesului variază, variază și calitatea reglării. Un element de identificare sesizează această variație și, prin intermediul unui element de decizie, elaborează o mărime de execuție asupra dinamicii sistemului M_d, care să comande varierea unui parametru al regulatorului în așa fel încît calitatea reglării să rămînă în limitele prevăzute. În cele mai multe cazuri se constată că este suficientă varierea unui singur parametru al regulatorului (de obicei B_p sau T_i) pentru a asigura reglarea convenabilă. În literatură se dau numeroase sisteme de identificare a varierii calității reglării [1], dar nu se dau montaje privind comandarea parametrilor B_p și T_i de către mărimea M_d.

În articolul de față se propune crearea unui astfel de montaj care să constituie un dispozitiv adaptabil la regulatoarele electronice de uz curent.

Un astfel de dispozitiv poate fi un „atenuator în impulsuri", adică un releu (mecanic sau electronic) care să închidă și să deschidă un circuit cu o perioadă care poate fi fixă sau variabilă, dar mult mai mică decît constantele de timp din sistem.

Fie U un semnal continuu oarecare. Dacă acesta se aplică la intrarea atenuatorului în impulsuri, la ieșire se obține un semnal V, a cărui valoare medie este:

$$V = \frac{T_c}{T} U, \tag{1}$$

unde T_c este timpul de conducție, iar T perioada de comutare. Dacă U este semnalul regulatorului afectat de parametrul regulatorului care trebuie variat, se aplică acest semnal atenuatorului în impulsuri și se realizează:

$$A \frac{T_c}{T} = M_d, \tag{2}$$

unde M_d este mărimea de execuție asupra dinamicii sistemului, iar A este o constantă.

Un atenuator în impulsuri poate fi realizat, de pildă, dintr-un multivibrator cu frecvență comandată și un circuit de formare a impulsurilor care să acționeze un releu de ieșire electronic sau mecanic. Dacă este necesară o precizare mai bună, atenuatorul se construiește cu reacție. În acest scop se mai prevede un releu de reacție identic cu cel de ieșire. Ambele relee sînt comandate de aceleași impulsuri. Releul de reacție se alimentează cu un semnal constant U_A. Semnalul de la ieșire se compară cu semnalul M_d, și se obține o mărime de acționare care acționează asupra frecvenței multivibratorului, astfel încît $M_d = U_A \frac{T_c}{T}$. Construcția atenuatoarelor în impulsur este cunoscută, aceste dispozitive fiind utilizate și ca dispozitive de înmulțire în calculatoarele analoge [4].

În figurile 1 și 2 se exemplifică utilizarea unui atenuator în impulsuri la un regulator PI la care se dorește să se varieze timpul de integrare. Din analiza funcționării regulatorului [5] se vede că timpul de integrare este:

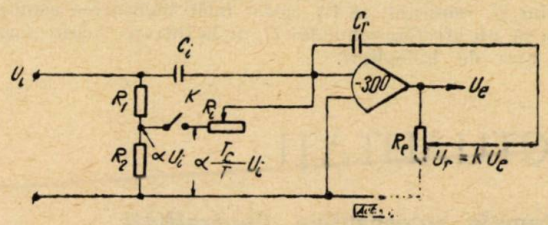


Fig. 1. Regulator PI la care varierea parametrului T_i se face prin întreruperea componentei integrale a semnalului.

$$T_i = \frac{C_i R_i}{\alpha}, \tag{3}$$

unde:

$$\alpha = \frac{R_2}{R_1 + R_2}. \tag{4}$$

Atenuatorul în impulsuri, reprezentat prin releul lui de ieșire K, întrerupînd periodic semnalul care produce componenta integrală a semnalului, micșorează valoarea medie a

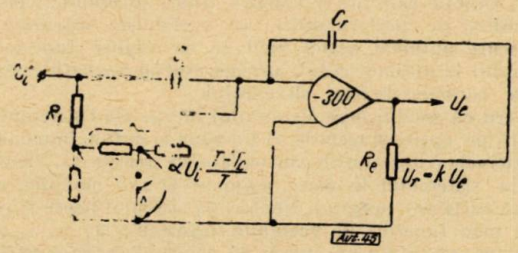


Fig. 2. Regulator PI la care varierea parametrului T_i se face prin scurtcircuitarea la masă a componentei integrale a semnalului.

comenzii integrale a regulatorului. Efectul este deci mărirea timpului de integrare la o valoare:

$$T_i' = \frac{C_i R_i}{\alpha_m}, \tag{5}$$

unde α_m este valoarea medie a lui α.

În cazul din figura 1:

$$\alpha_m = \alpha \frac{T_c}{T}, \tag{6}$$

ceea ce conduce la $T_i' = \frac{C_i R_i}{\alpha T_c} T$, adică o componentă integrală a semnalului $U_e(t)$:

$$\frac{1}{T_i'}\int_0^t U_i(t)\,dt \text{ proporţională cu } \frac{T_c}{T}, \text{ deci cu } M_d.$$

În cazul din figura 2:

$$\alpha_m = \alpha \frac{(T - T_c)}{T}. \qquad (7)$$

În cazul montajului din figura 1 se cere ca rezistenţa asigurată de comutatorul K pe poziţia întrerupt să fie mult mai mare decît rezistenţa de integrare R_i, ceea ce, în cazul comutatoarelor electronice, nu este întotdeauna uşor de realizat. În cazul montajului din figura 2 se cere ca rezistenţa R_A să fie mult mai mare decît rezistenţa de conducţie a comutatorului şi montajul să fie astfel încît închiderea comutatorului să nu afecteze semnalul U_i de la intrare. Aceste condiţii sînt uşor de îndeplinit.

Funcţie de tipul regulatorului PID şi de parametrul de variat (B_p, T_i, sau T_d), se pot imagina şi alte scheme de utilizare a unui atenuator în impulsuri. Dacă frecvenţa de acţionare a comutatorului K este suficient de mare, oscilaţiile introduse în sistem pot fi uşor filtrate la ieşire. În cele mai multe cazuri nici nu este necesar un filtraj special, deoarece regulatoarele au bandă tăiată la frecvenţele înalte.

BIBLIOGRAFIE

[1] Mishkin, E. şi Braun, L. *Adaptive control systems.* New York, Mc Graw Hill, 1961.
[2] Chang, S. *Synthesis of optimum control systems.* New York, Mc Graw Hill, 1961.
[3] Gibson, J. E. *Nonlinear automatic control.* New York, Mc Graw Hill, 1963.
[4] Korn, G. A. şi Korn, T. M. *Electronic analog computers.* New York, Mc Graw Hill, 1956.
[5] Căluşiţă, M. *Asupra unei scheme de regulator electronic PID.* În: Automatica şi Electronica **7**, nr. 4, 1963, p. 183—185.

ACTUALITĂŢI

Sistemele autoadaptive. Generalităţi

În literatura de specialitate studiile asupra diferitelor aspecte ale sistemelor autoadaptive (poate ar fi suficientă denumirea de adaptive) sînt printre cele mai des întîlnite. Lucrările în legătură cu aceste sisteme automate au început acum 12—14 ani şi cunoştinţele actuale asupra lor formează un ansamblu foarte dezvoltat. În numeroase cazuri, rezultatele obţinute cu sistemele de reglare convenţionale nu pot fi cele mai bune. Asemenea situaţii pot apărea dacă: a) perturbaţiile care influenţează procesul sau elementele componente ale sistemului sînt importante; b) numărul parametrilor de reglat este mare şi este dificil să se găsească o metodă satisfăcătoare pentru a stabili grupa cea mai importantă; c) procesul nu poate fi descris analitic cu precizie; d) dinamica procesului se modifică în timp şi în general nu este uşor exprimabilă analitic.

Caracteristic sistemelor autoadaptive sînt următoarele: a) sînt cerinţe contradictorii şi se cere o funcţionare optimă; b) se poate stabili un optim unic funcţie de variabilele sistemului, funcţie care are o valoare unică (denumit şi criteriu sau indice de performanţă); c) variabilele sistemului sînt modificate automat astfel încît să se asigure funcţionarea sistemului la optimul cerut, oricare sînt perturbaţiile sau variaţiile caracteristicilor sistemului.

Pentru că modificarea sistemului începe cînd sistemul este în afară de optim şi trebuie să fie adus la optim, înseamnă că dispozitivele (regulatorul) autoadaptive trebuie să identifice situaţia sistemului în orice moment şi să-l modifice astfel încît să satisfacă optimul. Pentru că sistemul poate fi reprezentat prin funcţii f de variabile măsurabile $x_1 \ldots x_n$ şi s-a stabilit că există un ansamblu de valori ale acestor variabile care, ţinînd seamă de perturbaţiile z şi de mărimile de intrare i, realizează un minim (sau maxim) al criteriului de performanţă, rolul dispozitivelor sistemului adaptiv (regulator) este to mai să ajungă cu variabilele $x_1 \ldots x_n$ la aceste valori. Sistemul autoadaptiv conceput în felul acesta este reprezentat schematic în figura 1. Pentru o coloană de distilare, criteriul poate fi [2]:

$$C = -K_1 L_T + K_2 \mid x_T - x_{sp} \mid + K_3\,\theta(H),$$

în care s-a notat cu (fig. 2):

x_T — calitatea produsului din vîrf;
x_{sp} — calitatea specificată;
L_T — debitul produsului de vîrf;
H — cantitatea de căldură în încălzitor.

În funcţiile f sînt cuprinse şi limitările procesului, ca limite de siguranţă, accelerări maxime. În ansamblul arătat în figura 1, regulatorul poate fi numeric sau analogic, mărimile de ieşire din regulator pot modifica mărimile de intrare în sistemele de reglare convenţionale existente sau pot modifica direct parametrii procesului în conformitate cu cerinţele criteriului de performanţă. Dacă regulatorul acţionează direct şi atît de repede cît permit caracteristicile dinamice ale procesului, pot fi obţinute cele mai bune rezultate.

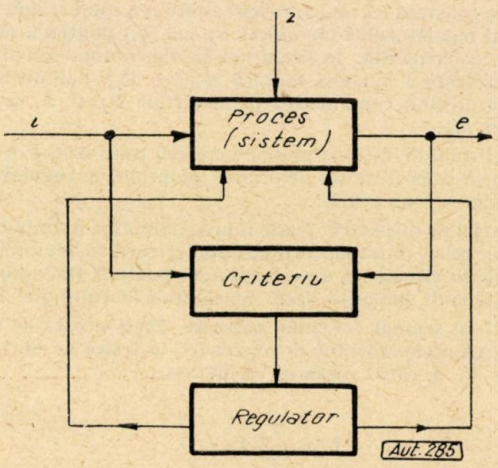


Fig. 1. Schema bloc a unui sistem autoadaptiv.

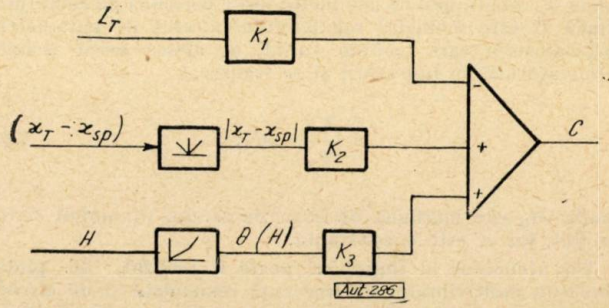


Fig. 2. Criteriu pentru o coloană de distilare.

Metodele după care acţionează sistemele autoadaptive sînt clasificate în stadiul actual [1] în patru grupe:

— Căutarea unui maxim. În această metodă variaţiile sînt modificate încet, valorile criteriului memorizate, operaţia continuîndu-se pînă la obţinerea unui minim (sau maxim) [2].

— Căutarea unei pante [3]. Dacă se porneşte de la x_x (fig. 3), în această metodă se caută stabilirea pantei $\frac{DC}{dx}$. Dacă sînt mai mulţi parametri, este de ales dacă stabilirea acestor pante are loc simultan pentru toţi parametrii sau într-un mod secvenţial.

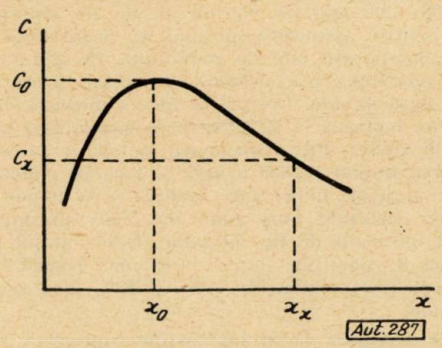


Fig. 3. Metoda „hill-climbing".

— Metoda prezicerii. Dacă sînt cunoscute date suficiente asupra procesului, adică este posibilă stabilirea parţială a modelului procesului şi se pot măsura perturbaţiile, atunci se pot calcula valorile parametrilor care duc funcţionarea procesului aproape de optim. De exemplu, dacă calitatea materiei prime se modifică brusc, ţinînd seamă de noile caracteristici ale materiei prime, se pot stabili noi valori pentru mărimile de intrare în sistemele de reglare convenţionale ca să se realizeze optimul criteriului ales. În această metodă, regulatorul cuprinde o formă adecvată de calculator. Avantajul acestei metode constă în viteza cu care se ajunge la optim.

În figura 4 s-a arătat o schemă care cuprinde şi o corectare automată a modelului. Performanţele sînt prevăzute cu ajutorul modelului şi apoi parametrii sînt stabiliţi la valorile care au rezultat.

— Metoda întrebuinţînd calculul variaţional [4]. Această metodă se aplică dacă se poate stabili cu destulă precizie modelul procesului, ceea ce permite să se determine traiectoria funcţionării sistemului de la valorile de plecare ale parametrilor la cele ale situaţiei finale, care realizează un optim.

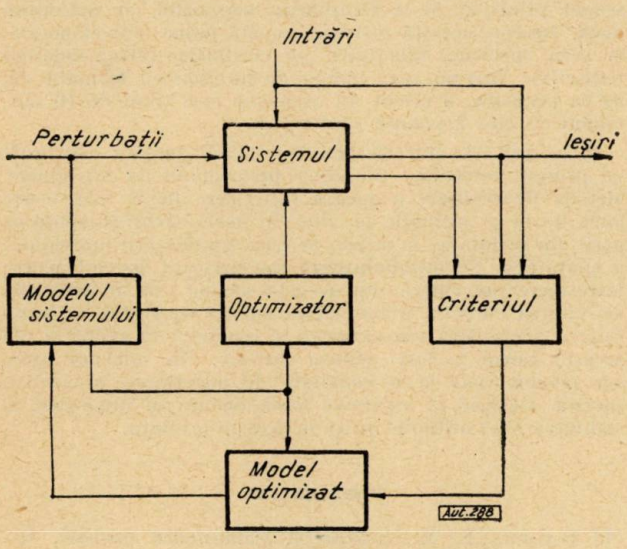


Fig. 4. Un model complet autoadaptiv.

Calculele sînt foarte fastidioase şi este necesar, din această cauză, un calculator numeric. Beltram (S.U.A.) a stabilit o tehnică pentru aceste calcule spre a le face mai uşor realizabile şi metoda lui este cunoscută sub denumirea de programare dinamică. Pontriaghin (U.R.S.S.) a conceput, pentru aplicarea acestor sisteme autoadaptive, o altă metodă denumită principiul maximului [4].

BIBLIOGRAFIE

[1] Duckenfield, M. I. *Self-optimizing control systems.* In : Control, oct 1964.
[2] Marson şi Day. *Introduction to analogue optimizing systems.* In : Trans. S.I.T. **15**, nr. 2, iun 1963.
[3] King şi Ress. *Optimization studies of an analogue of a simple still.* In : Trans. S.I.T. **5**, nr. 1, mart 1963.
[4] Roberts. *The optimum principle.* In : Control, iul 1963.

Asupra cîtorva direcţii de cercetări în domeniul sistemelor automate

Desigur că nu poate fi făcută, în cadrul unei asemenea note, decît o prezentare foarte sumară şi numai a unor aspecte limitate din frontul deosebit de larg al cercetărilor în domeniul automaticii din lumea întreagă.

În teoria generală a sistemelor automate trebuie menţionat nivelul foarte abstract şi matematizat al cercetărilor din ultimii ani. Tendinţa este să se conceapă o doctrină întrebuinţînd ideile matematice ale spaţiilor abstracte şi ale teoriei mulţimilor, doctrină care are desigur avantajul că se aplică tuturor sistemelor automate posibile. O imagine despre această concepţie poate fi avută din lectura lucrării „Teoria sistemelor liniare" de Zadeh şi Desoer [1]. Un asemenea punct de vedere nu este nou în studierea sistemelor fizice, pentru că este aplicat în alte domenii, ca teoria generală a sistemelor mecanice, dar este nou în domeniul automaticii unde pînă acum descrierea sistemelor liniare se baza pe întrebuinţarea funcţiilor de transfer. Desigur că se pune întrebarea dacă o asemenea expunere abstractă nu face foarte dificilă aplicarea în practică a teoriei. Inginerii sînt interesaţi în cunoaşterea proprietăţilor sistemelor specifice şi nu în acelea pe care le au în comun cu toate sistemele automate. Din această cauză, unele din aceste cercetări găsesc un ecou redus printre inginerii care se ocupă cu aplicaţiile industriale ale sistemelor automate.

O întrebuinţare largă au căpătat în ultimii ani ideile lui Liapunov din teoria generală a stabilităţii [2]. Liapunov a stabilit o metodă foarte generală pentru studiul stabilităţii sistemelor, concepînd stabilirea unei funcţii Liapunov care caracterizează stabilitatea sistemului considerat. Elaborarea acestor funcţii a făcut obiectul a numeroase cercetări. În legătură cu aceasta menţionăm problema studiată de Lurie[3], care cuprinde un sistem condus cu un regulator neliniar, problemă care a apărut în urma unor cercetări cu caracter practic.

Un progres esenţial în studierea stabilităţii sistemelor neliniare a fost făcut de către savantul român V. M. Popov [4], ale cărui lucrări se bucură în ultimul timp de o apreciere mondială în revistele de specialitate [5].

S-ar părea că, în ce priveşte studiile asupra sistemelor optimale, întrebuinţarea principiului maxim al lui Pontriaghin întruneşte un mai mare număr de adepţi [5] decît programarea dinamică a lui Beltram, aceasta din cauză că organizarea calculului rezultat din aplicarea ultimei metode s-a dovedit foarte anevoioasă. În această direcţie trebuie cuprinse şi cercetările care au stabilit că un sistem optimal poate să nu fie mai bun, în măsură suficientă, decît unele sisteme uzuale cu funcţionare apropiată şi care prezintă avantaje economice faţă de sistemul optimal [6].

În numeroase cazuri practice ne găsim de fapt în faţa unor sisteme cu intrări şi ieşiri multiple. În această direcţie,

adică a metodelor de proiectare a sistemelor multiple, progresele din ultimul timp sînt reduse chiar în ipoteza în care sistemele sînt considerate liniare.

S-au studiat recent sisteme de acest tip în care se cere ca funcţionarea lor să asigure un anumit minim de cost [7].

Stabilirea exactă a ceea ce se înţelege prin sisteme adaptive s-a dovedit destul de dificilă şi nu există încă un punct de vedere general acceptat în această privinţă.

Un impediment în cercetările în această direcţie îl constituie şi faptul că lipsesc exemple practice convingătoare.

Cînd asemenea probleme de automatizare optimală sau adaptivă se pun în legătură cu cazuri reale, ecuaţiile respective necesită un echipament, pentru a le rezolva, de o capacitate de calcul dificilă de obţinut. Din această cauză s-au soluţionat numai cazuri simple din care s-au dedus unele aprecieri asupra acestui domeniu.

Desigur că scopul final al cercetărilor este de a crea metode care să permită proiectarea unor sisteme de reglare complicate, în care sînt numeroase mărimi măsurate şi unde se acţionează cu un anumit scop asupra a numeroase mărimi.

Se pare că ne găsim încă departe de a avea metode satisfăcătoare pentru cazurile practice mai complexe, ceea ce creează o stare de oarecare nemulţumire în legătură cu teoria sistemelor automate.

BIBLIOGRAFIE

[1] Zadeh, L. A. şi Desoer, C. A. *Linear system theory.* New York, Mc Graw Hill, 1963.
[2] Lyapunov, A. *Problème général de la stabilité du mouvement.* Princeton University Press, 1949.
[3] Lurie, A. I. *Some nonlinear problèms in the theory of automatic control.* Londra, H.M.S.O., 1957.
[4] Popov, V. M. *Absolute stability of nonlinear systems of automatic control.* Automation and remote control, 1961.
[5] Rosenbrock, H. H. *Directions of research in control in the U.S.A.* În: Trans. of the Society of instrument technology, sept 1965.
[6] Belanger, P. R. *On the sensitivity of solutions to some optimal control problems.* M.T.I., 1964
[7] Lasdon, L. şi Sengupta, S. *Decentralized management of interacting processes.* Case institute operations research group, tech. memo., 12, 1964.

Întreţinerea aparaturii de automatizare

Pe măsură ce creşte valoarea relativă a instalaţiilor de automatizare devin mai importante problemele legate de întreţinerea acestora. Actualmente costul întreţinerii poate reprezenta 10—15% din valoarea aparatelor respective, adică un procent important din totalul cheltuielilor anuale. Din această cauză asistăm la o analiză amănunţită a diferitelor aspecte ale acestei întreţineri cu scopul de a se putea răspunde eficient la următoarele [1] aspecte esenţiale :

— cum trebuie organizată întreţinerea instalaţiilor de automatizare pentru a se realiza un maxim de intervenţii cu un cost minim [2];

— ce metode trebuie întrebuinţate pentru ca personalul de întreţinere să fie ţinut la zi cu progresele în domeniul automaticii ;

— în ce fel trebuie organizată întreţinerea preventivă.

Bazîndu-ne în special pe metodele aplicate în ţările vestice, se pot stabili unele concepţii generale asupra acestei întreţineri.

În numeroase instalaţii, personalul de întreţinere pentru aparatura de automatizare face parte din grupa generală de întreţinere responsabilă şi cu întreţinerea utilajului şi a instalaţiilor electrice. În instalaţiile mari, pentru întreţinerea aparaturii de automatizare se formează însă o organizaţie specială. De exemplu, la o uzină chimică avînd 20 000 aparate, din care 80% pneumatice, echipa de întreţinere cuprinde 120 de persoane de diferite specialităţi. Amploarea acestei organizaţii depinde de numărul, dar şi de tipul aparatelor din instalaţie. Pentru întreţinerea aparaturii convenţionale care se întrebuinţează la parametrii uzuali — temperaturi, debite, presiuni — se consideră ca necesar un om pentru 150—200 aparate, lucrînd 40 de ore săptămînal, în timp ce pentru aparatura specială, ca analizoarele în flux, numărul de aparate este de maximum 15—20. Pentru un ventil cu poziţioner se consideră ca necesare 6 ore de întreţinere pe bază anuală. Deseori se face o distincţie între personalul care lucrează la întreţinere în instalaţie şi acela care lucrează în atelier. Într-o asemenea metodă de organizare se fac pe teren numai reglări uzuale şi reparări minore, verificările şi reparaţiile importante făcîndu-se în atelier. Această metodă dă rezultate bune mai ales dacă instalaţia are o aparatură unificată de tip modular. Dezavantajul principal al metodei îl constituie necesitatea unui depozit important de aparatură pentru înlocuire, pînă la 20% din cea existentă în funcţiune.

Practica a arătat că în instalaţiile cuprinzînd aparatură pneumatică şi electronică se obţin rezultate mai bune dacă se specializează personalul de întreţinere pe aceste categorii.

În ce priveşte programul de lucru s-ar părea că metoda cea mai bună se bazează pe distribuirea lucrului cu o zi înainte. Desigur că cererile care vin de la operatorii din instalaţie au diferite priorităţi. În unele cazuri reaua funcţionare a unui aparat poate crea dificultăţi extreme şi este deci necesară o reparare urgentă a lui, dar de obicei este posibilă o planificare a acestor lucrări, ţinîndu-se seamă de timpul necesar reparaţiei, de forţele de întreţinere disponibile şi desigur şi de gradul de urgenţă a reparaţiei. La aceste lucrări de întreţinere curentă se adaugă şi o anumită cantitate de întreţinere preventivă. În cele mai multe din instalaţii, personalul de întreţinere lucrează într-un schimb, maximum două, cu o echipă redusă, prezentă în orice caz pentru reparaţii urgente.

Pentru a ajuta personalul de întreţinere, i se pune la dispoziţie o documentaţie foarte bogată : cataloagele şi instrucţiunile fabricantului, manuale generale, prescripţii. În instalaţiile importante se întocmesc deseori texte speciale, adecvate nevoilor proprii specifice. De asemenea sînt disponibile întotdeauna planurile instalaţiei într-o formă care permite citirea şi întrebuinţarea lor uşoară. Uneori se aplică un program de instruire a personalului de întreţinere la faţa locului, în orele de serviciu, de 1—3 săptămîni anual, cu scopul principal de a familiariza personalul cu aparatura nouă. Deseori această instruire capătă forme mai elaborate, în şcoli speciale, organizate pe cheltuiala întreprinderilor respective. Într-un caz, echipa de întreţinere, formată din 60 de persoane, a urmat un asemenea curs timp de 16 săptămîni cu cîte 2 şedinţe săptămînal.

În ce priveşte întreţinerea preventivă, aceasta constituie un procent important din orele personalului de întreţinere. Metoda de realizare a acestei întreţineri diferă însă foarte mult de la o instalaţie la alta. În unele cazuri se aplică pe părţi din instalaţie, în altele, pe baza considerării individuale a aparaturii. Se întrebuinţează sau personal special pentru întreţinere preventivă sau această sarcină este o parte din activitatea curentă. Acum cîţiva ani s-a constatat că întreţinerea preventivă era excesivă şi conducea la risipă şi din această cauză a fost redusă excesiv. În ultimul timp s-a revenit însă la o cantitate de întreţinere preventivă sporită. Desigur că aspectele locale au un rol important în stabilirea unei atitudini juste în această privinţă.

BIBLIOGRAFIE

[1] Ryan, F. M. *Instrument maintenance methods.* În: Control engineering, sept 1965.
[2] Popper, H. *A fresh look at contract maintenance.* În: Chemical engineering, april 1963.

I. Papadache

Utilizarea calculatoarelor în automatizarea proceselor tehnologice

În [1] se subliniază că la începutul anului 1964, în ţările capitaliste, existau circa 12 000 instalaţii de comandă cu program a proceselor industriale. Aceste calculatoare se repartizau în principalele ţări capitaliste astfel: S.U.A.—8 000; R.F.G.—700; Anglia—500; Franţa—400; Italia—300. Se presupune că pînă la anul 1970 celelalte ţări capitaliste să ajungă din urmă S.U.A. în această direcţie. Numai în ţările vest-europene, numărul calculatoarelor utilizate pentru comanda proceselor industriale se va ridica în această perioadă la 15 000. Se precizează că în R.F.G. circa 60% din calculatoarele utilizate pentru comanda automată a proceselor sînt folosite în industria prelucrătoare a fibrelor textile sintetice şi naturale.

Industriile unde utilizarea calculatoarelor s-a dovedit mai raţională sînt: industria chimică, industria prelucrătoare de ţiţei, siderurgică (industria oţelului), industria de ciment, sistemele de transport al gazelor şi sistemele de producere şi transport al energiei electrice.

Schemele de utilizare a calculatorului în circuitul de comandă a procesului depind de gradul de cunoaştere a modelului matematic al procesului [2] şi de tipul calculatorului [3]. Cînd încă nu se cunoaşte modelul matematic al procesului, se utilizează pentru calculul unor parametri tehnologici complecşi alte elemente, cum ar fi randament, balanţă de material, productivitate, preţ de cost etc., iar legătura cu procesul se face prin intermediul operatorului. O astfel de schemă se mai utilizează în cazul cînd există un calculator universal procurat pentru alte scopuri (calcule tehnico-economice, contabile, de planificare etc.) şi cînd, pentru a-i ridica gradul de utilizare, acesta se foloseşte şi în procese de comandă. Într-o asemenea etapă calculatorul permite strîngerea informaţiei despre proces, necesară întocmirii şi precizării modelului matematic al procesului, el avînd în acelaşi timp rolul de sfătuitor al operatorului care, pe baza informaţiilor obţinute de la calculator, a experienţei proprii şi a instrucţiunilor, fixează mărimile prescrise ale regulatoarelor parametrilor tehnologici.

Cea mai perfecţionată schemă este aceea în care calculatorul este introdus direct în circuitul de comandă a procesului. În acest caz, calculatorul utilizează informaţia curentă prelucrată pentru a acţiona asupra regulatoarelor, astfel încît să fie realizat scopul comenzii automate (optimizarea procesului) fără participarea directă a operatorului. În această etapă de utilizare a calculatoarelor trebuie să fie cunoscut modelul matematic al procesului.

Există foarte multe cazuri de utilizare a unor dispozitive de calcul (calculatoare mici) în circuitele de reglare [3]. Astfel de cazuri sînt, de exemplu, atunci cînd mărimea reglată nu poate fi direct măsurată, ci este dedusă din mai multe mărimi măsurate (fig. 1*a*), sau alt caz atunci cînd mărimea prescrisă a regulatorului este dependentă funcţional de alţi parametri ai procesului (fig. 1*b*), acesta fiind cazul optimizării unei bucle de reglare.

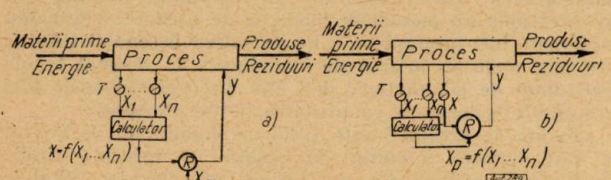


Fig. 1. Utilizarea regulatorului în sisteme automate:
a — calculatorul este utilizat pentru determinarea mărimii reglate; *b* — calculatorul este utilizat pentru determinarea mărimii prescrise; *T* — traductor + convertor; *R* — regulator; $x_1,\ldots,x_n$ — parametrii auxiliari ai procesului; x — mărimea reglată (de bază) a procesului; y — mărimea de comandă.

În ceea ce priveşte tipul calculatorului (digital sau analogic), după cît reiese din [4] acesta trebuie ales în funcţie de numărul de operaţii de calcul. Se constată că, la un număr redus de operaţii de calcul, calculatorul analogic este mai economic decît calculatorul numeric. Costul calculatorului analogic creşte liniar cu numărul de operaţii (fig. 2), în timp ce la cel digital costul rămîne constant, întrucît la un număr redus de operaţii nu se poate epuiza capacitatea unui calculator numeric. Aşa se justifică orientarea constructorilor spre

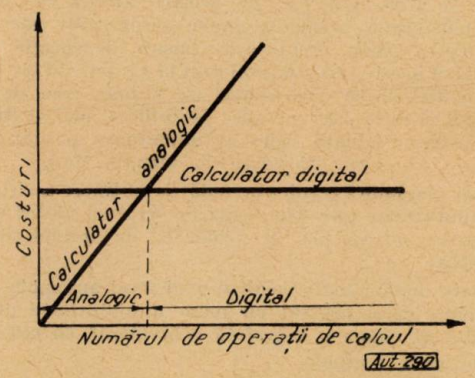


Fig. 2. Variaţia costurilor calculatoarelor în funcţie de numărul de operaţii.

fabricarea de sisteme analogice de calcul (electronice sau pneumatice) după principiul subansamblurilor tipizate [5]. Fiecare calculator este alcătuit, după nevoie, din elemente tipizate de calcul, formînd după nevoie dispozitive de calcul mai mici sau mai mari.

BIBLIOGRAFIE

[1] *Echo*, 28 ian 1964 (ziar R.F.G).

[2] Solodovnikov, V. V. *Kibernetika, avtomatika problema avtomaticeskovo upravlenia i upravleaiuşcie maşini*. In: Primenenie vicisliteinoi tehniki dlia avtomatizaţii proizvodstva. Moscova, 1961.

[3] Schink, Z. *Studie über die heute gegebenen praktischen Einsatzmöglichkeiten von Prozesserechnern*. In: Regelungstechnik, nr. 5, 1964.

[4] Giloi, W. *Analogrechner in der chemischen Verfahrenstechnik*. In: E.T.Z.—A **84**, 1963.

[5] Tal, I. G. *Elementnii prinţip v avtomatike*. In: Priborostroenie nr. 11, 1963.

M. Tertişco

Microminiaturizarea şi utilizarea ei la calculatoarele numerice

Creşterea rapidă a producţiei de circuite microminiaturizate şi scăderea preţului de cost este oglindită în tabela 1 [1].

Marea majoritate a circuitelor astfel realizate se utilizează în tehnica numerică de tratare a informaţiei, deşi s-au obţinut rezultate promiţătoare şi în domeniul circuitelor liniare [2].

Tabela 1

Anul	Producţia	Costul (dolari/bucată)	Observaţii
1963	350 000	40	—
1964	1 300 000	22	—
1965	3 000 000	14	valori estimative

Microminiaturizarea aparatajului electronic are numeroase avantaje : economie de materiale, spaţiu şi greutate reduse, siguranţă excepţională (probabilitate de defectare 0,03—0,05 % pentru 100 000 ore de funcţionare, între — 55 şi + 125°C), posibilitatea de a lucra în condiţii grele de acceleraţii, temperatură şi atmosferă viciată ; aceste calităţi vor permite realizarea în curînd a calculatoarelor aeropurtate sau pentru rachete, cu gabarit, greutate şi consum de energie reduse (se apreciază aceste caracteristici cam la 11 dm^3, 12 kg, 100 W) sau a calculatoarelor care conţin un număr uriaş de celule (de ordinul a 10^{11}). Ele vor avea posibilităţi mai multe decît calculatoarele existente, cum şi numeroase posibilităţi de comunicare cu omul [3] (acustice, vizuale etc.).

Cea mai răspîndită tehnică actuală de obţinere a circuitelor microminiaturizate este depunerea de straturi subţiri (0,01 — — 1 μm) în vid, pe plăcuţe izolante, de ordinul centimetrului pătrat.

Se poate depune astfel echivalentul unui ansamblu de circuite logice, care, realizat cu piese miniaturizate pe plăci imprimate, ar ocupa o suprafaţă echivalentă cu cea a unei hîrtii de scris normale.

Există şi alte tehnici de realizare a circuitelor microminiaturizate : ansamble cu densitate mărită, circuite complet integrate sau metode hibride. Dimensiunile sînt de acelaşi ordin de mărime, fiecare tip de circuit fiind mai convenabil pentru anumite scopuri. Ele pot fi utilizate în combinaţie pentru a obţine performanţe optime la un anumit aparat.

Dificultăţile legate de microminiaturizare au două aspecte :

— dificultăţi legate de interconectarea elementelor. Într-adevăr, la legături obţinute prin depunere, cu grosimi de 3000 Å, se obţin rezistenţe de ordinul a 50 kΩ/cm. Pentru ca pierderile în aceste legături să fie păstrate în domenii rezonabile este necesară realizarea de elemente active cu impedanţă mare de intrare (în general bazate pe efectul tunel). Se constată că, în aceste condiţii, se obţine un timp optim pentru comutare, de ordinul a 10^{-11} s [3] ;

— dificultăţi legate de construirea aparaturii de producere a circuitelor. Aceasta trebuie să fie de mare precizie. Se utilizează sisteme cu fascicule de electroni accelerate în joasă tensiune (3 — 15 kV) sau în înaltă tensiune (15 — 300 kV). S-au obţinut rezultate interesante prin folosirea fasciculului de radiaţii ale unui laser, îndeosebi datorită faptului că nu mai este necesar lucrul în vid [4].

BIBLIOGRAFIE

[1] *Où en sommes-nous en microminiaturisation?* În : Toute l'électronique, nr. 294, mart — april 1965.
[2] *Microélectronique et circuits linéaires.* În : Toute l'électronique, nr. 295, mai 1965.
[3] A L T, F. Advances in computers, vol. II. Academic Press, 1961.
[4] În : Microelectronics and reliability, vol. 4, nr. 1, mart 1965.

P. Dimo

RECENZII

Cibernetica şi învăţămîntul (Colecţie de studii în volumul 433—434 al revistei EUROPE, mai — iunie 1965). Paris, 293 pag., 15 fig.

Revista lunară EUROPE, contopind două numere consecutive într-unul singur, l-a consacrat problemelor care leagă cibernetica şi învăţămîntul. Cei aproximativ douăzeci de autori care au colaborat la elaborarea numărului precitat sînt oameni de ştiinţă şi cultură cunoscuţi în Franţa şi peste hotare : Louis Couffignal, Henryk Greniewski, Pierre Sentuc, Pierre Abraham, Georges Cogniot etc. Ei s-au străduit să stabilească raporturile dintre cibernetică şi diferite aspecte ale procesului de învăţămînt.

În primul articol „Profesorul şi maşina", Georges Cogniot încearcă, din punctul de vedere al nespecialistului, să analizeze în ce măsură maşinile cibernetice pot schimba structura sistemului actual de învăţămînt. El ajunge la concluzia că o mecanizare prea adîncă a procesului de învăţămînt poate fi dăunătoare, maşinile cibernetice trebuind să conlucreze cu cadrul didactic pentru a permite acestuia o apropiere mai mare de fiecare elev.

Al doilea articol aparţine cunoscutului cibernetician Louis Couffignal, „Cibernetica. Pedagogia cibernetică". Autorul începe prin a explica ce este cibernetica, pornind de la definiţia propusă în 1958 la Namur : „Cibernetica este arta de a asigura eficienţa unei acţiuni". Apoi este explicată noţiunea de informaţie cu elementele ei : suport şi semantică, de acţiune şi de analogie.

Înainte de a se studia aplicaţiile ciberneticii în pedagogie, autorul face o scurtă trecere în revistă a altor aplicaţii : în logică, la construirea maşinilor informaţionale etc.

Partea a III-a şi cea mai dezvoltată a studiului este consacrată pedagogiei cibernetice. Pentru început se defineşte pedagogia ca fiind „mecanismul de orice natură prin care un om primeşte informaţii cu scopul de a fi memorate". O astfel de definiţie restrînge, după părerea noastră, noţiunea de pedagogie şi este formulată în acest mod pentru a se stabili comod legătura cu definiţia dată anterior ciberneticii.

Procesul didactic este apoi analizat în amănunt şi sînt desprinse verigile care pot fi mecanizate. Autorul dă apoi exemple de programe utilizate în maşinile de învăţat. Din analiza procesului de învăţare sînt apoi desprinse unele idei a căror aplicare duce la mărirea eficacităţii acestui proces.

„Cibernetica fără matematică" este titlul articolului următor, aparţinînd ciberneticianului polonez H. Greniewski şi cuprinzînd fragmente din cele două volume ale autorului, care poartă acelaşi nume.

Profesorul Petr Sgall de la Universitatea din Praga face în articolul său „Cibernetică şi lingvistică" o expunere a stadiului în care se află cercetările privind matematizarea limbilor şi traducerea automată.

Interesantă este prezentarea lui L. I. Delpech asupra precursorilor gîndirii ciberneticii, precum şi cea a lui J. Guillaumand „Valoarea pedagogiei cibernetice".

Două articole (autori : Claude Metais şi Jean Guenot, titluri : „Lingvistica cibernetică şi predarea limbilor moderne", respectiv „Cibernetica şi predarea limbilor moderne") se ocupă de diferite aspecte ale predării limbii engleze în special, prin metode moderne, în care programarea procesului intervine ca factor esenţial.

Urmează trei articole asupra programării limbilor franceză, latină şi rusă (autori L. Promeyrat, R. Frank şi Y. Gentilhomme), unul asupra programării învăţămîntului matematic şi unul asupra programării desenului tehnic. „Programarea matematicilor" (C. Viatte) este o puternică pledoarie în favoarea aplicării metodelor moderne de predare, cuprinzînd numeroase idei interesante. „Programarea desenului tehnic" este mai mult un articol de introducere în desenul tehnic decît unul de cibernetică, deşi sînt preconizate unele idei interesante în legătură cu predarea (autor P. Meyne).

„Maşina de învăţat" este titlul articolului lui J. Besset, în care autorul a căutat să scoată în evidenţă liniile directoare principale ale cercetărilor, precum şi rezultatele obţinute pînă în prezent. Este vorba, din păcate, numai de maşini mecanice sau electromecanice, cu posibilităţi relativ reduse.

În „Calculatoare şi cibernetică" P. Sentuc prezintă modul de utilizare a calculatoarelor electronice mari în gestiune şi administraţie.

După două articole mai puţin reprezentative : „Concepţie cibernetică asupra vederii binoculare şi a strabismului" şi „Neurobiologie şi pedagogie" (autori R. Pigassou şi G. A. Ribière) urmează articolul prof. G. Mialaret „Controalele în educaţie" care cuprinde numeroase idei interesante asupra metodelor ştiinţifice de verificare şi evaluare a cunoştinţelor

predate, metode care asigură o obiectivitate mai mare decît cele actuale.

În ansamblu, volumul prezentat de revista EUROPE constituie o încercare meritorie de a scoate la lumină unul din cele mai cercetate domenii actuale : aplicaţiile ciberneticii în procesul de învăţămînt. Reproşurile principale ce se pot aduce sînt organizarea defectuoasă a materialului (şi datorită acestui lucru există numeroase suprapuneri şi se pierde din eficacitatea acţiunii), precum şi faptul că nu s-a apelat la o serie de personalităţi europene marcante, cu contribuţii n domeniul considerat, din U.R.S.S., Germania, Anglia etc.

Petre Dimo

Progrese în calculatoare, vol. II. Londra, Academic Press, 1961, 434 pag.

Succesul înregistrat la editarea primului volum al seriei „Progrese în calculatoare" a determinat pe editor să scoată al doilea volum care cuprinde următoarele studii : „Vedere de ansamblu asupra metodelor numerice aplicabile ecuaţiilor diferenţiale parabolice" (Jim Douglas); „Progrese în calculul prin ortonormalizare" (Philip Davis şi Philip Rabinowitz); „Tehnica fasciculelor de electroni aplicată microelectronicii" (Kenneth Shoulders); „Noutăţi în programarea liniară" (Saul I. Gass), şi „Privire generală asupra teoriei automatelor" (Robert Mc Naughton).

După cum se vede, sînt probleme de mare actualitate, legate de dezvoltarea tehnicii calculatoarelor şi a metodelor de calcul.

Aşa după cum afirmă autorul, scopul studiului referitor la ecuaţiile diferenţiale parabolice este acela de a da posibilitatea omului de ştiinţă nematematician să cunoască bazele metodei diferenţelor finite pentru ecuaţiile cu derivate parţiale parabolice. Asemenea ecuaţii apar în numeroase procese de difuzie. Accentul este pus pe aprofundarea bazelor tehnicii de demonstrare a convergenţei soluţiilor numerice propuse în diferite cazuri. Autorul însă, pentru mai multă claritate a expunerii, se referă la ecuaţia căldurii :

$$\frac{\partial u}{\partial t} = \sum_{i=1}^{n} \frac{\partial^2 u}{\partial x_i^2},$$

deşi ecuaţiile cu diferenţe finite sînt generalizate atît pentru ecuaţiile parabolice liniare cu coeficienţi variabili, cît şi pentru cele neliniare. Expunerea este clară, cu caracter didactic, mergînd de la soluţii mai simple (aproximaţii grosolane) către soluţii mai precise. Sînt date 66 de referinţe bibliografice.

Autorii studiului „Progrese în calculul prin ortonormalizare" l-au împărţit în două părţi. O parte teoretică, care cuprinde o privire generală asupra metodei celor mai mici pătrate în analiza numerică (geometria celor mai mici pătrate, metode de ortogonalizare, aproximarea funcţiilor prin metoda celor mai mici pătrate, ecuaţii liniare cu derivate parţiale, de tip eliptic, erori, convergenţă, metode de interpolare etc.), şi o parte aplicativă, care cuprinde numeroase exemple de calcul efectuate cu un calculator IBM 704 la Oficiul american de standarde. Lucrarea este însoţită de 192 de referinţe bibliografice.

„Noutăţi în programarea liniară" este titlul celui de-al 3-lea studiu referitor la metode de calcul. Autorul, Saul Gass de la IBM, a împărţit materialul în 9 părţi practic independente : 1) Algoritmul descompunerii, care se ocupă de cazul în care există mai multe probleme de programare liniară ale căror soluţii trebuie să satisfacă un ansamblu de condiţii suplimentare, iar rezolvarea globală nu este posibilă întrucît calculatorul este prea mic. 2) Programarea liniară „întreagă" care se referă la găsirea soluţiei întregi optime. Astfel de situaţii apar la formularea unor probleme de analiză combinatorie sau de planificare a producţiei în termeni de programare liniară. 3) Metoda multiplex şi 4) metoda gradientului direcţiilor posibile sînt tratate mai sumar, indicîndu-se numai ideile fundamentale. Sînt examinate apoi o serie de aplicaţii (5), (6) în domenii mai puţin obişnuite, precum şi unele chestiuni de programare neliniară. În partea a 7-a sînt date numeroase exemple de coduri şi procedee utilizate în legătură cu diferite calculatoare americane : IBM 704, IBM 7090, IBM 650, IBM 705 etc., precum şi pe unele calculatoare europene : Zebra, Ferranti, Gamma 60. Ultimele două părţi sînt consacrate descrierii pe scurt a eforturilor actuale făcute în S.U.A. şi în Europa în vederea dezvoltării domeniului programării liniare. Urmează 228 de referinţe bibliografice.

Cel mai important (din punct de vedere al întinderii) studiu din volum este consacrat microelectronicii. Autorul Kenneth Shoulders de la Stanford Research Institute a descris în aproape 160 de pagini, în detaliu, cele mai importante faze de fabricare a subansamblelor microminiaturizate. Arătînd în introducere importanţa pe care o va lua în viitorul apropiat microminiaturizarea aplicată domeniului calculatoarelor, autorul arată totodată dificultăţile de care se loveşte dezvoltarea acestei tehnici, precum şi limitele ei. Este dat planul de cercetare asociat acestui domeniu, plan din care rezultă vastitatea problemelor. Sînt analizate apoi diferite tipuri de elemente şi modul de interconectare, prepararea straturilor suport, cum şi măsurări ce trebuie efectuate. Capitole deosebit de interesante sînt consacrate aparaturii utilizate : instalaţii de optică electronică, instalaţii de vid înaintat, instalaţii microprelucrătoare. Sînt adăugate 83 de referinţe bibliografice.

„Privire generală asupra teoriei automatelor" este un studiu care nu cuprinde, de fapt, decît acea parte a teoriei automatelor care este în strînsă legătură cu dezvoltarea maşinilor de calcul : teoria comutaţiei, inteligenţa artificială, maşini cu autoînvăţare etc. Aceste teorii sînt prezentate pe scurt pentru a se vedea cum pot fi înglobate într-o teorie generală, dar sînt omise problemele specifice fiecăreia. Pentru cei ce doresc o completare a cunoştinţelor sînt adăugate 119 referinţe bibliografice.

Petre Dimo

Progrese în calculatoare, vol. III. Londra, Academic Press, 1962, 361 pag.

Ca şi celelalte două volume ale seriei, volumul III cuprinde o serie de studii cu caracter de sinteză asupra unor probleme de mare actualitate în domeniul calculatoarelor electronice : „Calculul orbitelor sateliţilor" (S. D. Conte); „Multiprogramarea" (E. F. Codd); „Noutăţi în domeniul programării neliniare" (P. Wolfe); „Metodele ADI pentru ecuaţiile eliptice şi parabolice cu derivate parţiale" (G. Birkhoff, R. S. Varga şi D. Young); „Tehnici combinate analog-numerice în simulare" (H. K. Skramstad), şi „Tratarea informaţiei şi dreptul" (R. C. Lawlor).

S. D. Conte începe studiul său prin a arăta problemele puse de sateliţii artificiali şi prin ce se deosebesc ele de cele ale astronomiei clasice. Existenţa maşinilor de calcul rapide permite luarea în considerare a unei serii de factori care nu intervin în calculele clasice şi sînt legaţi, îndeosebi, de marea apropiere dintre satelit şi pămînt. Apoi este analizată ecuaţia de mişcare şi sînt prezentate o serie de metode de rezolvare. Un capitol important se referă la încercările de precizie la care este supus programul de integrare a ecuaţiei, pentru a se putea cunoaşte gradul de precizie a calculului. În sfîrşit o a doua categorie de calcule se referă la cele ce sînt consecutive lansării satelitului şi servesc la determinarea precisă a orbitei sale. Aici se fac unele consideraţii asupra echipamentului de care trebuie să dispună staţiile de observare terestre, pentru a face măsurări precise. Studiul este însoţit de 46 de referinţe bibliografice.

„Multiprogramarea" este una din cele mai eficiente metode de a „salva" din timpul maşinii prin simultaneizarea unor operaţii. După definiţia autorului, este vorba de simultaneizarea unor operaţii complexe care necesită, pentru a fi executate, cel puţin o instrucţiune fiecare. În plus, nu este necesar ca aceste instrucţiuni să fie vecine în program.

Cele mai uşoare operaţii simultane se realizează între dispozitivele de intrare-ieşire şi blocurile de prelucrare a informaţiei. Există însă posibilitatea ca acelaşi calculator să cuprindă două sau mai multe unităţi identice de prelucrare a datelor. În acest caz există alte sisteme de multiprogramare, dintre care este analizat sistemul „cu aşteptare". În încheiere sînt date 19 indicaţii bibliografice.

Destul de superficial este atacată problema programării neliniare de către P. Wolfe, de la RAND Corporation. De altfel, la vremea respectivă (1962) cercetările erau încă în faza incipientă, astfel încît autorul se mulţumeşte să pună bazele problemei şi să sugereze pe scurt cîteva metode utilizate (de exemplu, metoda simplex pentru programarea pătratică). Prezentarea este însoţită de 24 de referinţe bibliografice.

„Metodele ADI" (Alternating Direction Implicit Methods) constituie titlul unui important studiu privind rezolvarea ecuaţiilor cu derivate parţiale plane, de tip eliptic. Studiul este împărţit într-o introducere şi patru părţi. În introducere este pusă problema. În partea I sînt expuse metodele ADI „staţionare" care integrează un singur ciclu de direcţii alternate. Partea a II-a se ocupă de cazurile de convergenţă a metodelor menţionate. În partea a III-a este analizată comparativ eficacitatea metodelor ADI şi a altor metode, iar în partea a IV-a sînt analizate unele rezultate numerice obţinute.

Menţionăm existenţa a patru anexe cu probleme teoretice speciale, precum şi a unei bibliografii compuse din 29 de titluri.

Studiul lui H. K. Skramstad se ocupă de combinarea tehnicilor analogice şi a celor numerice în simulare. Pornind de la o analiză comparativă a avantajelor şi dezavantajelor celor două tipuri de calculatoare, autorul ajunge desigur la concluzia că combinarea calităţilor va da rezultate optime. Sînt date apoi exemple de simulatoare hibride existente, precum şi un exemplu de problemă ce se rezolvă pe această cale. Este interesantă utilizarea metodelor hibride în dispozitivele aritmetice ale calculatoarelor numerice. O bibliografie de 44 de titluri însoţeşte studiul, majoritatea constituind comunicări la diferite simpozioane şi congrese.

Un domeniu mai puţin cunoscut de aplicare a metodelor moderne de calcul este cel prezentat de R. C. Lawlor în „Tratarea informaţiei şi dreptul". Ca şi alte domenii, şi dreptul cunoaşte o creştere impresionantă a cantităţii de informaţie, a cărei clasificare şi prelucrare este din ce în ce mai dificilă. Se preconizează, în scopul uşurării muncii legate de prelucrarea informaţiei, utilizarea logicii simbolice, precum şi a unor mijloace moderne de memorizare şi clasificare. De asemenea se întrevede posibilitatea utilizării calculatoarelor în anumite procese (s-au făcut experienţe de prezicere a unor decizii cu ajutorul unui calculator IBM 7090). Studiul este însoţit de o bogată bibliografie (71 de titluri).

Petre Dimo

DOCUMENTARE

Ross, D. R. **Reducerea erorilor de rotunjire prin utilizarea acumulatoarelor în cascadă.** În : Communications of the ACM, nr. 1, ian 1965.

La adunarea unui foarte mare număr de mărimi apar erori de rotunjire cînd suma devine mult mai mare decît mărimile individuale (de exemplu, în cazul integrării numerice). Aceste erori pot fi mult micşorate prin utilizarea unor registre acumulatoare în cascadă, fiecare registru avînd ca limită superioară un număr cu un ordin de mărime mai mare decît precedentul.

Sistemul poate lucra şi cu numere negative.

Anderson, H. E. **Ridicarea automată a organigramei de către un calculator mic.** În : Communications of the ACM, nr. 1, ian 1965.

Ridicarea automată a organigramelor a mai fost încercată pe calculatoarele Univac 80 II şi IBM 7090 cu înregistrator 1403. Autorul prezentului articol a folosit un calculator mic (IBM 1620) şi un înregistrator numeric incremental, care are două avantaje importante : 1) grosimea liniilor simbolurilor organigramei nu este impusă, şi 2) se poate obţine o varietate, practic nelimitată, de caractere care aproximează destul de bine pe cele desenate de mînă.

Dezavantajul principal este viteza mică cu care se obţine desenul.

Whipple, G. H., Dickson, J. F., Moribe, H. şi Stark, L. **Diagnosticarea prin calculator a electrocardiogramelor.** În : Communications of the ACM, nr. 1, ian 1965.

Autorii au plecat de la ideea de a utiliza filtre adaptate pentru recunoaşterea eşantioanelor. Pe această bază se pot grupa diferite electrocardiograme cu trăsături comune. Analiza electrocardiogramei se face în timp real, chiar în timpul obţinerii ei. În plus, autorii au realizat diagnosticarea electrocardiogramei la distanţă prin transmiterea, pe linia telefonică ce reunea spitalul cu centrul de calcul, a datelor corespunzătoare.

Articolul cuprinde descrierea sistemului.

Radin, G. şi Rogoway, H. P. **NPL un nou limbaj de programare.** În : Communications of the ACM, nr. 1, ian 1965

Articolul prezintă principiile care au stat la baza elaborării limbajului NPL :1) a se adresa unui cerc larg de programatori (din domeniul ştiinţific, comercial, timp real etc.); 2) de a permite o scriere naturală a programului spre a nu se introduce erori cu această ocazie, şi 3) să constituie un limbaj de programare pentru calculatoarele moderne şi, eventual, pentru cele viitoare.

Apoi sînt prezentate criteriile de proiectare a limbajului şi structura unui program.

De asemenea se analizează modul de prezentare a datelor, verificarea introducerii şi extragerii, precum şi unele probleme speciale, legate de uşurinţele pe care le aduce noul limbaj la programarea problemelor în timp real şi la elaborarea programelor de compilare.

Simmons, R. F. **Calculatoarele răspund întrebărilor exprimate în limba engleză.** În : Communications of the ACM, nr. 1, ian 1965.

Autorul se referă la aproximativ 15 lucrări legate de utilizarea calculatoarelor pentru prelucrarea limbii engleze curente, şi care pot fi reduse în general la sistemul întrebare-răspuns.

Acestea nu sînt numai probleme de traducere dintr-o limbă într-alta, ci sînt : problema elaborării unei conversaţii, a elaborării unor propoziţii referitoare la o fotografie, a traducerii din limba engleză în calcul logic. Domeniul datează de aproximativ 6 ani.

La început se analizează care sînt caracteristicile unei propoziţii interogative şi cum pot fi ele clasificate.

Apoi sînt prezentate pe scurt două programe elaborate în 1959 şi 1960, dintre care unul permite calculatorului să întreţină o conversaţie simplă asupra vremii, iar celălalt permite calculatorului să răspundă la întrebări simple.

În continuare sînt examinate programe bazate pe introducerea prealabilă în calculator a unor date : 1) într-o formă de organizare avansată ; 2) în formă grafică, şi 3) programe bazate pe examinarea unor texte complexe.

O mare atenţie este acordată sistemelor de traducere din limba engleză în calcul logic.

Luch, J. Y. S. şi Krolak, R. I. **Model matematic pentru descrierea organelor de maşini.** În : Communications of the ACM, nr. 2, febr 1965.

În proiectarea maşinilor mecanice cu ajutorul calculatoarelor electronice este necesară o descriere amănunţită a fiecărui organ. Descrierea geometrică foloseşte atît pentru desen, cît şi la comanda program a maşinii-unelte prelucrătoare. Proprietăţile fizice ale elementului sînt necesare pentru elaborarea modelului şi analiza dinamică.

Autorii s-au străduit să găsească un model matematic care să stabilească o reprezentare tridimensională a obiectului, cu posibilitatea de a memora acest model într-un calculator numeric. Se discută apoi rezultatele experimentale.

Goodenough, J. B. **Program comandat pentru analiza „on-line" a datelor.** În : Communications of the ACM, nr. 2, febr 1965.

Se descrie o metodă de uşurare a utilizării unui calculator de către persoana direct interesată în rezultatele calculului, care, de cele mai multe ori, nu are timp pentru a-şi însuşi un limbaj de programare.

În acest scop, vocabularul limbajului este proiectat în faţa utilizatorului cu ajutorul unui osciloscop în forma unor liste şi acesta trebuie numai să selecţioneze, cu ajutorul unui creion luminos, termenii din vocabular care îl interesează. În acest fel, el realizează numai o comandă sintactic corectă, fără să fie necesar să înveţe gramatica.

Programul se numeşte STATPAC şi a funcţionat cu succes timp de peste 10 luni.

Johnston, J. B. **O clasă neambiguă de limbaje de programare.** În : Communications of the ACM, nr. 3, mart 1965.

Definiţia oficială a limbajului Algol permite construirea declaraţiilor ambigue. Găsirea surselor de ambiguităţi permite evitarea lor şi sugerează posibilitatea de a se construi un limbaj de programare complet condensat, fără ambiguităţi.

Se arată că compilatoarele pentru asemenea limbaje sînt deosebit de simple. De asemenea există posibilitatea de a se scrie un program prin care să se determine dacă un limbaj anumit este sau nu complet condensat.

Irons, E. T. **Un sistem cu multiprogramare cu rotaţie rapidă.** În : Communications of the ACM, nr. 3, mart 1965.

Sistemul descris a fost proiectat pentru a avea următoarele caracteristici :

— rotaţie rapidă a programelor individuale ;
— utilizare simplă ;
— bibliotecă accesibilă pentru toate programele ;
— majoritatea memoriei să fie accesibilă pentru programatori ;
— maşina să aibă o eficacitate determinată.

Se utilizează un calculator CDC 1604.

Lass, S. E. **Calcularea timpilor PERT, fără ordonare topologică.** În : Communications of the ACM, nr. 3, mart 1965.

Avantajele metodei prezentate sînt : 1) intrările pot fi aplicate într-o ordine arbitrară ; 2) nu este necesară o sortare topologică ; 3) tabela căutărilor este minimizată ; 4) ordinea ieşirilor este identică cu cea a intrărilor ; 5) se pot obţine capacităţi pînă la 15 000—18 000 de activităţi (capacitatea curentă a modelului este de circa 5 000 activităţi) ; 6) programare simplificată, şi 7) execuţie rapidă.

Hepner, C. F. **Metode îmbunătăţite pentru simularea timpilor morţi.** În : I.E.E.E. transactions on electronic computers, nr. 2, 1965.

Una din cele mai utilizate metode de aproximare a timpilor morţi este cea prin raportul a două polinoame, dar ea rămîne valabilă într-un domeniu restrîns de frecvenţe. Pentru optimizarea polinoamelor considerate s-a utilizat metoda încercărilor, metodă care a sugerat căutarea unei căi analitice prezentate în articol.

Sînt indicate, de asemenea, metode pentru întîrzierea mare a semnalelor de scurtă durată şi a funcţiilor treaptă.

Nathan, A. **Multiplicatorul în cascadă.** În : I.E.E.E. transactions on electronic computers, nr. 2, 1965.

Sînt date un principiu nou şi un circuit nou pentru generarea produsului analogic al două variabile. Produsul poate fi descompus într-o serie în care fiecare termen poate fi calculat din precedentul cu ajutorul unei variabile auxiliare prin operaţii liniare şi printr-o selecţie de maxim şi minim. Fiecărui termen al seriei îi sînt asociate două variabile" convertite", care, printr-o anumită combinare, dau produsul căutat.

Viteza de răspuns mare şi precizia remarcabilă (± 0,1%) sînt principalele calităţi ale circuitului propus.

Sierra, H. M. **Filtru liniar pasiv şi adaptat pentru înregistrarea magnetică digitală.** În : I.E.E.E. transactions on electronic computers, nr. 2, 1965.

Articolul descrie metoda de proiectare, schema şi rezultatele experimentale obţinute cu filtrul propus. Acesta se dovedeşte deosebit de eficace în cazul înregistrărilor de date numerice pe bandă magnetică cu mare putere de rezoluţie. La astfel de benzi se admite o mare densitate de informaţie, însă creşte considerabil raportul zgomot/semnal. Filtrul propus a dat rezultate foarte bune chiar în cazul în care zgomotul şi semnalul util ocupă aproape aceeaşi bandă de frecvenţe. În plus, costul filtrului este redus datorită utilizării de componente standardizate.

Tomović, R. şi Petrvić, R. **Atingerea ţintei în sistemele biologice.** În : I.E.E.E. transactions on automatic control, nr. 1, ian 1965.

Autorii îşi propun să găsească modul de realizare a unui automat care să atingă o anumită ţintă, la fel ca omul.

Autorii analizează la început aspectele teoretice ale problemei ; acestea sînt legate de teoria deplasării automate optime a unui sistem dinamic între două puncte date, într-un interval de timp determinat. Rezolvarea unei asemenea probleme este posibilă cu ajutorul calculului variaţional, folosind principiul de maxim al lui Pontriaghin.

Se propune o simplificare a problemei prin transformarea ei într-una cu condiţii iniţiale, deşi soluţia astfel obţinută este numai apropiată de cea optimală.

În încheiere se analizează o experienţă de atingere a unei ţinte de către om şi se compară rezultatele măsurate cu cele calculate, constatîndu-se o concordanţă foarte bună.

Eichelberger, E. B. **Detectarea hazardurilor în circuitele de comutaţie combinaţionale şi secvenţiale.** În : IBM journal of research and development **9**, nr. 2, mart 1965.

Prin „hazarduri" în circuitele logice se înţeleg impulsurile parazite care pot să apară la ieşirea circuitului pe durata modificării stării intrărilor, presupunîndu-se că stările ieşirii, înainte şi după modificarea intrărilor, trebuie să fie identice.

Aceste impulsuri parazite pot să ducă la funcţionări incorecte.

Se pune în evidenţă existenţa a două tipuri de hazarduri : hazardul logic şi hazardul funcţional, dintre care numai primul poate fi eliminat prin modificarea reţelei logice.

Pentru a detecta existenţa hazardurilor, autorul aplică o algebră ternară, în care cea de-a treia stare, notată „1/2", corespunde regimului tranzitoriu de trecere de la o stare stabilă la alta. De asemenea, autorul indică un algoritm utilizabil pe un calculator numeric pentru detectarea hazardurilor.

Z w e i g, H. J. şi G a v e r, D. P. **Modele de numărătoare cu coincidenţă şi aplicaţii la teoria detecţiei fotografice.** În : IBM journal of research and development **9**, nr. 2, mart 1965.

Se introduce noţiunea de numărător cu coincidenţă, legată de studiul mecanismului detecţiei fotografice. Acest numărător poate fi cu simplă coincidenţă sau cu multiplă coincidenţă (în original „R-fold coincidence counter"). Asemenea contoare înregistrează un eveniment la ieşire numai dacă la intrare au avut loc, într-un interval de timp τ, două evenimente (simplă coincidenţă) sau R evenimente (multiplă coincidenţă). În cazul în care, în interiorul de timp τ nu a apărut numărul de evenimente necesar, întregul dispozitiv e adus la zero.

Detectorul fotografic poate fi considerat drept un ansamblu de contoare cu coincidenţă, din care fiecare nu poate număra decît o singură dată (numărul de fotoni necesari pentru ca un grăunte de emulsie fotografică să devină developabil).

Se dezvoltă matematic teoria numărătoarelor cu coincidenţă şi se identifică rezultatele cu unele procese fotografice.

C o o d e, E. J. **Relee de timp industriale precise.** În : Instrument practice **19**, nr. 6, iun 1965, p. 537.

Releul de timp descris realizează întîrzieri în gama 1 s—1 min cu o precizie de 1%. Dificultatea principală în construirea unui astfel de releu electronic, bazat pe circuite simple rezistenţă-capacitate, constă în dimensiunile mari ale pieselor, în special dacă se cere precizie. Metodele de numărare numerică sînt complicate, utilizarea lor fiind costisitoare. Releele cu motoare sincrone nu asigură nici ele o precizie suficientă. Releul studiat se bazează pe un circuit conţinînd o sursă de curent constant, un condensator şi un tranzistor de descărcare. Aparatul are un preţ de cost redus.

C o l l i s, R. E. **Un sistem de detectare a erorilor pentru circuitele de transmitere a datelor.** În : British communications and electronics **12**, nr. 7, iul 1965, p. 434—438.

Se utilizează curent sistemele telegrafice pentru transmisie de date, atunci cînd nu este vorba de o transmisie continuă pe perioade lungi sau de cantităţi mari de informaţie. Încercări efectuate pe zeci de milioane de biţi au arătat o eroare la 10^4 elemente pentru circuite telegrafice de 50 bands, cifră acceptabilă în multe cazuri. Uneori însă se cere o precizie mai mare, în special în cazurile în care informaţia alimentează automat maşini de calcul. În acest scop se adaugă mijloace de control al erorii. Sistemul elaborat lucrează pe circuite telex şi telegrafice de 50 bands cu un cod telegrafic de 7 1/2 unităţi. Mesajul trimis de un teleimprimator este memorat automat la staţia emiţătoare, de sistemul de detecţie a erorii. La staţia receptoare, mesajul transcris de teleimprimator este retransmis la staţia emiţătoare unde este comparat cu cel memorat. Orice discordanţă detectată opreşte transmisia şi alarmează pe operator. Sistemul poate fi uşor extins la alte coduri şi viteze de transmisie.

L e d u c, P. **Memorii magnetice rapide în straturi subţiri** (I). În : Electronique industrielle, nr. 85, iul-aug 1965.

În prima parte a studiului său, autorul face un scurt istoric al problemei, analizînd în continuare, comparativ, proprietăţile miezurilor magnetice şi ale păturilor subţiri.

Sînt arătate apoi două metode de obţinere a păturilor subţiri : electroliza şi evaporarea în vid, descriindu-se amănunţit aceasta din urmă.

Deosebit de importante sînt secţiunile consacrate măsurărilor ce se fac asupra păturilor subţiri : măsurări geometrice şi măsurări magnetice, insistîndu-se asupra măsurărilor magneto-optice, care pun în evidenţă proprietăţile magnetice ale păturii.

Sînt utile valorile orientative date în cursul articolului

S c h r e i n e r, K. E., F u n k, H. L. şi H o p n e r, E. **Corectarea automată a distorsiunilor pentru transmisia. eficientă a impulsurilor.** În : IBM journal of research and development **9**, nr. 1, 1965.

Articolul prezintă două metode pentru compensarea automată a distorsiunilor impulsurilor transmise pe căi telefonice. Pentru cazul transmisiei mesajelor codificate pe durate mici, căile de transmisie avînd caracteristici deosebite, este indicată realizarea compensării automate. Se obţine un cîştig în viteza de transmisie.

Prima metodă indicată compensează numai distorsiunile de fază. Ea se bazează pe transmisia predistorsionată a mesajului, astfel încît el să fie recepţionat practic nedistorsionat. Pentru aceasta se transmite înaintea mesajului un impuls de probă, dreptunghiular, a cărui formă este analizată la recepţie prin cuantificare.

Codul corespunzător formei distorsionate a impulsului de probă este retransmis lent către emisie. Un dispozitiv examinează natura distorsiunilor suferite de impuls şi execută transmisia rapidă a mesajului, predistorsionînd corespunzător impulsurile.

Cea de-a doua metodă utilizează transmiterea, pe lîngă impulsul principal corespunzător semnalului logic 1, a unor impulsuri ajutătoare la intervale de timp şi cu amplitudini convenabile, astfel încît la recepţie semnalul total să fie un 1 practic nedistorsionat.

Această metodă dă rezultate mai bune, după cum reiese din numeroasele oscilograme anexate articolului.

S t e f a n, E. P. **Stadiul actual şi tendinţele dezvoltării sistemelor de comandă automată în centralele termoelectrice.** În : Teploenergetika, nr. 4, 1965.

Montarea în centralele termoelectrice a unor grupuri de putere unitară mare la parametrii înalţi ai aburului face tot mai dificilă comanda automată a acestora prin sisteme automate obişnuite. În ultimul timp, tot mai mult se observă introducerea calculatoarelor numerice în sectorul energetic.

În prezentul articol, autorul arată situaţia actuală a folosirii calculatoarelor în centrale termoelectrice din U.R.S.S. şi alte ţări, cum şi tendinţele dezvoltării acestei tehnici în U.R.S.S. Sînt prezentate pe rînd etapele folosirii calculatoarelor în centrale electrice, dîndu-se schemele-bloc în cazul folosirii maşinii de calcul pentru informaţie, pentru calcul şi informaţie, pentru optimizare (comandă în cascadă) şi pentru comandă automată (comandă directă).

Partea a doua a articolului este consacrată realizărilor din U.R.S.S. în acest domeniu, respectiv perspectivelor pe care le prezintă folosirea calculatoarelor în centralele termoelectrice în următorii ani. Sînt descrise maşinile pentru informaţie şi calcul IV—500 folosite la un bloc cazan-turbină de 300 MW, respectiv maşinile DNEPR-2 şi KOMPLEX folosite pentru comanda automată a unor blocuri de 200 MW.

În următorii ani se intrevede folosirea altor tipuri de calculatoare sovietice pentru comanda automată a unor grupuri de 300, 500 şi 800 MW.

CRONICĂ

Sesiune de comunicări tehnico-ştiinţifice cu tema „Realizări în domeniul automatizărilor şi calculatoarelor electronice"

Timişoara, 23—24 octombrie 1965

Institutul politehnic din Timişoara, în colaborare cu colectivul de automatizare al filialei Academiei Republicii Socialiste România din Timişoara şi cu Consiliul local al sindicatelor, comisia inginerilor şi tehnicienilor, a organizat în zilele de 23 şi 24 octombrie 1965 o sesiune de comunicări tehnico-ştiinţifice.

La lucrările sesiunii de comunicări au participat peste 100 de delegaţi de la aproape 30 de întreprinderi şi institute din Timişoara şi Regiunea Banat, din Bucureşti, Cluj şi Hunedoara.

În cadrul sesiunii au fost prezentate 41 de comunicări de către specialişti de la: Institutul politehnic Timişoara, Institutul de proiectări de automatizări Bucureşti, Combinatul siderurgic Hunedoara, Academia Republicii Socialiste România, Baza de cercetări ştiinţifice Timişoara, Institutul politehnic Cluj etc. Lucrările prezentate au abordat domeniile elementelor şi instalaţiilor de automatizare, ale automatizărilor în energetică, transporturi, telecomunicaţii şi în alte domenii industriale, precum şi domeniul calculatoarelor electronice.

Unele referate de sinteză prezentate au arătat preocuparea specialiştilor din domeniul automaticii pentru continua dezvoltare şi perfecţionare a instalaţiilor şi dispozitivelor de automatizare, constituind totodată materiale preţioase pentru informarea participanţilor în privinţa problemelor principale aflate în studiul specialiştilor de la întreprinderile şi institutele menţionate. Astfel, un tablou amplu al activităţilor multiple legate de automatizarea proceselor industriale şi a calculatoarelor electronice în Timişoara şi regiunea Banat a fost prezentat în referatul „Realizări în domeniul automatizărilor în Timişoara şi Regiunea Banat", autori prof. ing. Al. Rugojan şi conf. ing. I. Cimponeriu. Pe aceeaşi linie se înscriu şi lucrările: „Stadiul actual al automatizărilor la C. S. Hunedoara" de Gh. Iacob, „Unele considerente cu privire la activitatea de automatizare complexă la I.P.A." de S. Schächter.

Din lucrările prezentate de către specialiştii de la I.P.A. menţionăm; „Optimizarea tăierii la laminoare în flux continuu, cu ajutorul calculatoarelor electronice" de ing. Stăncioiu şi ing. C. Tanasiciuc; „Consideraţiile principale avute în vedere la alegerea soluţiilor de elaborare a elementelor sistemului UNILOG — tip A" de ing. I. Argintaru; „Asupra modelării numerice a sistemelor dinamice neliniare" de dr. ing. C. Belea; „Reglarea automată a acţionărilor cu motoare asincrone, comandate prin convertizoare statice cu tiristoare" de ing. I. Landau.

Cu un interes deosebit au fost urmărite lucrările prezentate de specialiştii în automatică de la C. S. Hunedoara, dintre care menţionăm în mod deosebit lucrarea ing. S. Bercovici referitoare la folosirea elementelor statice de comutare în unele automatizări la laminorul de profile fine, precum şi la unele perfecţionări introduse în liniile iniţiale.

Rezultatele cercetărilor în domeniul automaticii şi calculatoarelor electronice, întreprinse de specialiştii din oraşul Timişoara, au fost prezentate în 10 comunicări, dintre care citäm: „Funcţii de mai multe variabile binare" de ing. Sălăgeanu; „Model matematic de automat neuronal cu autoadaptare" de ing. D. Farcaş; „Dispozitiv de automatizare pentru reglarea căderii hidraulice la staţiunile pentru încercarea turbinelor hidraulice" de ing. M. Budişanu şi I. Preda; „Instalaţie automată pentru sortarea miezurilor de ferită pentru memorii" de prof. ing. A. Rugojan etc. Menţionăm în mod deosebit comunicările legate de o seamă de realizări constructive în domeniul calculatoarelor numerice prezentate de specialiştii de la Centrul de calcul al Institutului politehnic Timişoara.

În cadrul sesiunii au fost prezentate şi alte lucrări interesante care au arătat preocuparea specialiştilor din acest domeniu pentru studiul celor mai noi probleme ale automaticii.

Lucrările prezentate în cadrul acestei sesiuni de comunicări tehnico-ştiinţifice s-au dovedit de o valoare însemnată sub raport teoretic şi practic, iar cele mai multe probleme care au fost studiate se înscriu pe linia preocupărilor mondiale ale ştiinţei şi tehnicii.

Sesiunea a constituit totodată un bun prilej de informare şi documentare şi a dat posibilitatea realizării unui util schimb de experienţe între specialiştii din acest domeniu.

Salonul internaţional de elemente electronice

Paris, 3—8 februarie 1966

Tradiţionalul salon internaţional de elemente electronice, care se organizează în fiecare an la Paris începînd din anul 1934, are loc anul acesta între 3 şi 8 februarie la Parc des Expositions (Porte de Versailles).

Salonul poate fi considerat ca cea mai mare manifestare mondială rezervată constructorilor de piese detaşate şi de accesorii electronice. În acest an vor expune peste 900 de firme specializate în acest domeniu. Dintre dispozitivele care se vor expune menţionăm:

— condensatoare fixe, simple şi multiple;
— condensatoare ajustabile şi variabile, simple şi multiple;
— rezistenţe fixe, simple şi multiple;
— rezistenţe ajustabile şi variabile neliniare, simple şi multiple;
— bobine de inductanţă;
— transformatoare de radiofrecvenţă;
— transformatoare de frecvenţă industriale şi acustice;
— materiale de conexiune, cu caracter definitiv şi temporar;
— întreruptoare, comutatoare şi elemente de protecţie;
— materiale piezoelectrice;
— memorii;
— traductoare electrochimice;
— traductoare electroacustice;
— micromaşini rotative pentru electronică;
— componente complexe cu tuburi şi semiconductoare, altele decît microcircuite;
— dispozitive de putere cu semiconductoare;
— materiale electronice;
— microcircuite etc.

Toate componentele vor fi grupate în mai multe secţii: o secţie generală pentru asamblarea pieselor pasive şi secţii specializate ca secţia de tuburi, secţia de semiconductoare, secţia de măsură, secţia de releu etc.

Salonul, prin caracterul său, este mai mult decît o expoziţie tehnică specializată de materiale electronice. El a devenit un loc de întîlnire a tehnicienilor şi cercetătorilor din domeniul dispozitivelor electronice, pentru o amplă confruntare tehnică, impusă de evoluţia şi dezvoltarea rapidă a acestei domeniu.

Salonul internaţional de elemente electronice este organizat sub patronajul Federaţiei naţionale a industriilor electronice din Franţa şi al Sindicatului industriilor de piese detaşate şi accesorii radioelectrice şi electronice (S.I.P.A.R.E.), cu concursul organelor profesionale specializate.

Salonul internaţional de electroacustică

Paris, 3—8 februarie 1966

Salonul internaţional de electroacustică este organizat în acest an în acelaşi timp cu Salonul internaţional de elemente electronice, şi în hale vecine cu acesta. În anii precedenţi materialelor electroacustice au fost prezentate, de către profesionişti, în cadrul salonului de elemente electronice.

Dezvoltarea rapidă a electroacusticii a impus ca începînd din anul trecut, pentru prezentarea materialelor electroacustice să se organizeze un salon separat. Dacă anul trecut în cadrul acestui salon au expus 66 de firme din 11 ţări, în acest an numărul lor va fi mult mai mare.

Salonul internaţional de electroacustică va prezenta vizitatorilor următoarele aparate şi materiale :

— suporţi şi accesorii pentru înregistrare ;
— înregistratoare şi reproducătoare magnetice ;
— magnetofoane, dictafoane, magnetoscoape, capete de citire şi redare ;
— înregistratoare şi reproducătoare nemagnetice ;
— maşini de gravat discuri, electrofoane etc. ;
— alte reproducătoare ale electroacusticii ;
— transmiţătoare de ordine şi interfoane ;
— microfoane ;
— preamplificatoare şi amplificatoare ;
— aparate de corecţie auditivă ;
— audiometre etc.

Salonul va permite un important schimb de experienţă şi aprecierea înaltului nivel al tehnicii mondiale în acest domeniu în continuă dezvoltare.

MŰSZAKI KÖNYVTÁRES KÖZPONTI

COMITETUL DE REDACŢIE

Prof. ing. C. PENESCU, membru corespondent al Academiei Republicii Socialiste România — redactor responsabil. Conf. ing. S. FLOREA — redactor responsabil adjunct. Prof. ing. GH. CARTIANU, membru corespondent al Academiei Republicii Socialiste România ; dr. ing. S. CĂLIN ; prof. ing. S. CONDREA ; ing. I. CRIŞAN ; dr. ing. M. DRĂGĂNESCU ; ing. N. ILIOIU ; conf. ing. D. LĂZĂROIU ; ing. A. MIHAI ; ing. I. PAPADACHE ; conf. ing. R. STERE ; ing. M. SÎRBU ; ing. S. SOCOL ; ing. L. UZUN

Revista „AUTOMATICA ŞI ELECTRONICA", organ al Ministerului Industriei Construcţiilor de Maşini şi al Consiliului Naţional al Inginerilor şi Tehnicienilor din Republica Socialistă România. Redacţia şi administraţia, Bucureşti, str. Ion Ghica, nr. 3, Raion Tudor Vladimirescu, telefon 13.84.16. Revista este editată de M.I.C.M. Abonamentele se primesc la administraţia revistei. Instituţiile pot achita abonamentele pentru biblioteci şi cabinete tehnice în contul nostru de virament : Oficiul de documentare şi publicaţii tehnice M.I.C.M., cont 026002 Banca Naţională a Republicii Socialiste România — Filiala 30 Decembrie, Bucureşti. Tarif pentru întreprinderi : 100 lei anual ; tarif pentru muncitori, tehnicieni şi ingineri : lei 30 anual. Costul unui exemplar 5 lei. Tiparul : Întreprinderea poligrafică „Informaţia", str. Brezoianu, nr. 23—25, Bucureşti, c. 4510.
Taxele poştale plătite în numerar conform aprobării D.G.P.Tc. nr. 560/727/1965.

40 545

СОДЕРЖАНИЕ

ДК 621–501.22 ;621.372,21

Бутковский, А.Г.:

Об оптимальном управлении систем с распределенными параметрами.

Automatica şi Electronica. 10, nr. 1, янв—февр 1966, стр. 1–5

Описывается исследование, проведенное в области оптимального управления системами с распределенными параметрами.

ДК 621–503.25

Кэлин, С.:

Метод оптимальной настройки пропорционально-интегральных регуляторов для технологических установок с простоями.

Automatica şi Electronica, 10, nr. 1, янв—февр 1966, стр. 5–9

Рассматривается метод оптимальной настройки, основанный на критерии модуля, примененный в новой форме на системах с простоями.

ДК 621.375.1.012.3 ;681.382.3

Петреску, М.:

Анализ усилительных цепей с транзиторами методом сигнальных графов.

Automatica şi Electronica, 10, nr. 1, янв—февр 1966, стр. 10–18

В статье описываются методы анализа транзисторных цепей, представленных в виде линейного четырехполюсника, с применением теории сигнальных графов.

ДК 621–503.25 ;517.9

Петреску, А.:

Электроинтегратор для решения дифференциальных уравнений с частными производными эллиптического типа.

Automatica şi Electronica, 10, nr. 1, янв—февр 1966, стр. 18–21

Описывается прибор предназначенный для решения дифференциальных уравнений с частными производными эллиптического типа.

ДК 621–501.14.012.3.001.23

Беля, К.:

Графоаналитический метод динамического расчета и проектирование автоматических нелинейных и самонастраивающихся систем.

Automatica şi Electronica, 10, nr. 1, янв—февр 1966, стр. 22–30

Показан графоаналитический метод расчета нелинейных систем.

ДК 621.373.444.1

Поенару, Д.:

Метод стабилизации сцинтилляционных спектрометров.

Automatica şi Electronica, 10, nr. 1, янв –февр 1966, стр. 30–32

Описывается метод теоретического определения пороговой разности триггерной схемы Шмитта.

ДК 621–533.52 ;535.653

Гельфан, П.:

Метод стабилизации сцинтилляционных спектрометров.

Automatica şi Electronica, 10, nr. 1, янв—февр 1966, стр. 33–36

Предлагается схема стабилизации сцинтилляционной радиометрической аппаратуры.

ЗАМЕТКИ

ДК 621–503.25+.32

Кэлушица, Миоара:

Метод изменения параметров электронного пропорционально-интегрального регулятора в целях осуществления адаптируемого регулятора для технологических процессов.

Automatica şi Electronica, 10, nr. 1, янв– февр 1966, стр. 37–38

НОВОСТИ	38–42
РЕЦЕНЗИИ	42–44
ДОКУМЕНТАЦИЯ	44–46
ХРОНИКА	47–48

INHALTSVERZEICHNIS

DK 621–501.22 ;621.372.21

Butkovski, A. G.:

Uber die vorteilhafte Steuerung der Systeme mit Verteilerparametern.

Automatica şi Electronica, 10, H. 1, Jan-Febr 1966, S. 1–5

Der Aufsatz stellt eine Studie über die vorteilhafteste Steuerung der Systeme mit Verteilerparametern dar.

DK 621–503.25

Călin, S.:

Verfahren zur vorteilhaftesten Abstimmung der PI-Regler für technologische Anlagen mit Verlustzeit.

Automatica şi Electronica, 10, H. 1, Jan-Febr 1966, S. 5–9

Es wird ein Verfahren zur günstigsten Abstimmung auf Grund des Modulkriteriums dargelegt, das in einer neuen Form bei Systemen mit Verlustzeit angewandt wurde.

DK 621.375.1.012.3 ;681.382.3

Petrescu, M.:

Analyse der transistorierten Verstärkerkreise mit Hilfe des Signalgraphs.

Automatica şi Electronica, 10, H. 1, Jan-Febr 1966, S. 10–18

Im Aufsatz werden einige Analyseverfahren für transistorbestückte Kreise beschrieben, die in Form eines linearen Vierpols dargestellt werden, mittels Signalgraphen.

DK 621–503.25 ;517.9

Petrescu, A.:

Elektrointegrator für die Lösung von Differentialgleichungen mit partieller Abweichung elliptischen Typs.

Automatica şi Electronica, 10, H. 1, Jan-Febr 1966, S. 18–21

Der Verfasser beschreibt einen Apparat zur Lösung der Differentialgleichungen mit partieller Abweichung elliptischen Typs.

DK 621–501.14.012.3.001.23

Belea, C.:

Graphoanalytisches Verfahren zur dynamischen Berechnung und Projektierung automatischer nichtlinearer und Selbstabstimmungssysteme.

Automatica şi Electronica, 10, H. 1, Jan-Febr 1966, S. 22–30

Für die Berechnung nichtlinearer Systeme wird ein graphoanalytisches Verfahren empfohlen.

DK 621.373.444.1

Poenaru, D.:

Ein Verfahren zur Bestimmung der Hysteresis des Schmitt-Kipprelais.

Automatica şi Electronica, 10, H. 1, Jan-Febr 1966, S. 30–32

Es wird ein Verfahren zur Bestimmung des Schwellenunterschieds für ein Schmitt-Kipprelais auf theoretischem Wege dargelegt.

DK 621–533.52 :535.653

Ghelfan, P.:

Verfahren zur Stabilisierung der Spektrometer mit Flimmern.

Automatica şi Electronica, 10, H. 1, Jan-Febr 1966, S. 33–36

Es wird eine Schaltung zur Stabilisierung der radiometrischen Apparatur mit Flimmern dargelegt.

NOTIZ

DK 621–503.25+.32

Călușiță, Mioara:

Ein Variierungsverfahren der Parameter eines elektronischen PI-Reglers im Hinblick auf die Erzielung eines Adabterreglers für technologische Prozesse.

Automatica şi Electronica, 10, H. 1, Jan-Febr 1966, S. 37–38

NEUHEITEN	38–42
BUCHBESPRECHUNGEN	42–44
DOKUMENTATION	44–46
CHRONIK	47–48

SOMMAIRE

CD 621 – 501.22 ;621.372.21

Bulkovski, A. G. :

La commande optima des systèmes à paramètres distribués

Automatica şi Electronica, 10, no. 1, jan-févr 1966, p. 1 – 5

On présente une étude concernant la commande optima des systèmes à paramètres distribués.

CD 621 – 503.25

Călin, S. :

Une méthode pour l'accord optimum des régulateurs PI des installations technologiques à temps mort.

Automatica şi Electronica, 10. no. 1, jan-févr 1966, p. 5 – 9

On expose une méthode pour l'accord optimum des régulateurs PI, basée sur le critère du module appliqué sous une nouvelle forme aux systèmes à temps mort.

CD 621.375.1.012.3 ;681.382.3

Petrescu, M. :

L'analyse des circuits d'amplification à transistors, à l'aide de la méthode des graphes de signal.

Automatica şi Electronica, 10, no. 1, jan-févr 1966, p. 10 – 18

Dans cet article on décrit quelques méthodes d'analyse des circuits à transistors, représentés sous la forme d'un quadripôle linéaire, en utilisant la théorie des graphes de signal.

CD 621 – 503.25 ;517.9

Petrescu, A. :

Electrointégrateur pour résoudre les équations différentielles à dérivées partielles, de type elliptique.

Automatica şi Electronica, 10, no. 1, jan-févr 1966, p. 18 – 21

On présente un appareil destiné à résoudre les équations différentielles à dérivées partielles de type elliptique.

CD 621 – 501.14.012.3.001.23

Belea, C. :

Méthode graphoanalytique pour le calcul dynamique et pour l'élaboration des projets concernant les systèmes non linéaires et autoaccordables.

Automatica şi Electronica, 10, no. 1, jan-févr 1966, p. 22 – 30

On présente une méthode graphoanalytique pour le calcul des systèmes non linéaires.

CD 621.373.444.1

Poenaru, D. :

Une méthode pour déterminer le hystérésis du trigger Schmitt.

Automatica şi Electronica, 10, no. 1, jan-févr 1966, p. 30 – 32

On indique une méthode pour déterminer théoriquement la différence de palier pour un circuit basculant Schmitt.

CD 621 – 533.52 ;535.653

Ghelfan, P. :

Méthode de stabilisation des spectromètres à scintillation.

Automatica şi Electronica, 10, no. 1, jan-févr 1966, p. 33 – 36

On propose une méthode de stabilisation de l'appareillage radiométrique à scintillation.

NOTE

CD 621 – 503.25 + .32

Căluşiţă, Mioara :

Une méthode pour varier les paramètres d'un régulateur électronique PI en vue de la réalisation d'un régulateur adaptif pour les processus technologiques.

Automatica şi Electronica, 10, no. 1, jan-févr 1966, p. 37 – 38

ACTUALITES	38 – 42
COMPTES RENDUS	42 – 44
DOCUMENTATION	44 – 46
CHRONIQUE	47 – 48

CONTENTS

DC 621 – 501.22 ;621.372.21

Bulkovski, A. G. :

Concerning the optimal direction of systems with distributed parameters.

Automatica şi Electronica, 10, nr. 1, jan-febr 1966, p. 1 – 5

A study concerning the optimal direction of systems with distributed parameters is presented.

DC 621 – 503.25

Călin, S. :

An optimum tuning method of PI regulators for the technological installations with idle times.

Automatica şi Electronica, 10, nr. 1, jan-febr 1966, p. 5 – 9

An optimum tuning method based on the modulus criterion applied in a new form to the idle-time systems is explained.

DC 621.375.1.012.3 ;681.382.3

Petrescu, M. :

The analysis of transistorized amplification circuits by means of the signal graph method.

Automatica şi Electronica, 10, nr. 1, jan-febr 1966, p. 10 – 18

The paper describes some methods for the analysis of transistorized circuits represented as a linear quadripole by using the signal graph theory.

DC 621 – 503.25 ;517.9

Petrescu, A. :

An electrointegrator for the solution of differential equations with partial derivatives of the ellyptical type.

Automatica şi Electronica, 10, nr. 1, jan-febr 1966, p. 18 – 21

An apparatus intended for the solution of differential equations with partial derivatives of ellyptical type is presented.

DC 621 – 501.14.012.3.001.23

Belea, C. :

A graphoanalytical method for the dynamic calculus and designing of automatic non-linear and self-tunable systems.

Automatica şi Electronica, 10, nr. 1, jan-febr 1966, p. 22 – 30

A graphoanalytical method for calculating non-linear systems is described.

DC 621.373.444.1

Poenaru, D. :

A method of determining the hysteresis of the Schmitt trigger.

Automatica şi Electronica, 10, nr. 1, jan-febr 1966, p. 30 – 32

The author presents a method of theoretically determining the threshold difference for a trigger Schmitt circuit.

DC 621 – 533.52 ;535.653

Ghelfan, P. :

A method of stabilizing the scintillation spectrometers.

Automatica şi Electronica, 10, nr. 1, jan-febr 1966, p. 33 – 36

A stabilizing scheme for radiometric scintillation apparatus is suggested.

NOTE

DC 621 – 503.25 + .32

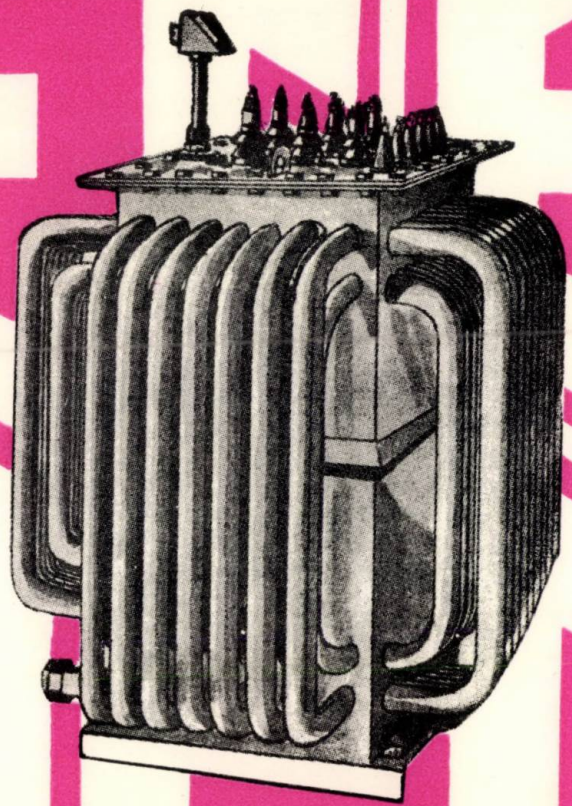
Căluşiţă, Mioara :

A method of varying the parameters of a PI electronic regulator for obtaining an adaptive regulator for technological processes.

Automatica şi Electronica, 10, nr. 1, jan-febr 1966, p. 37 – 38

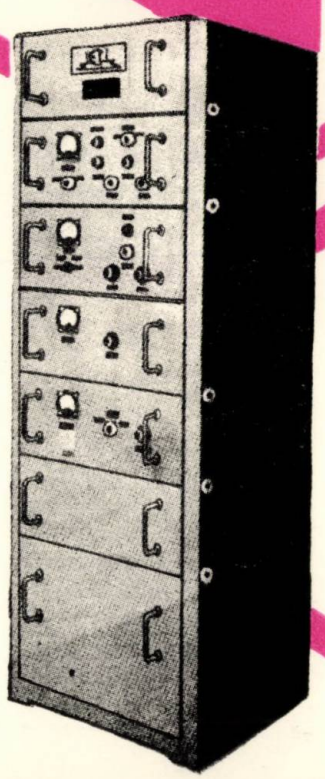
NEWS	38 – 42
REVIEWS	42 – 44
DOCUMENTATION	44 – 46
CHRONICLE	47 – 48

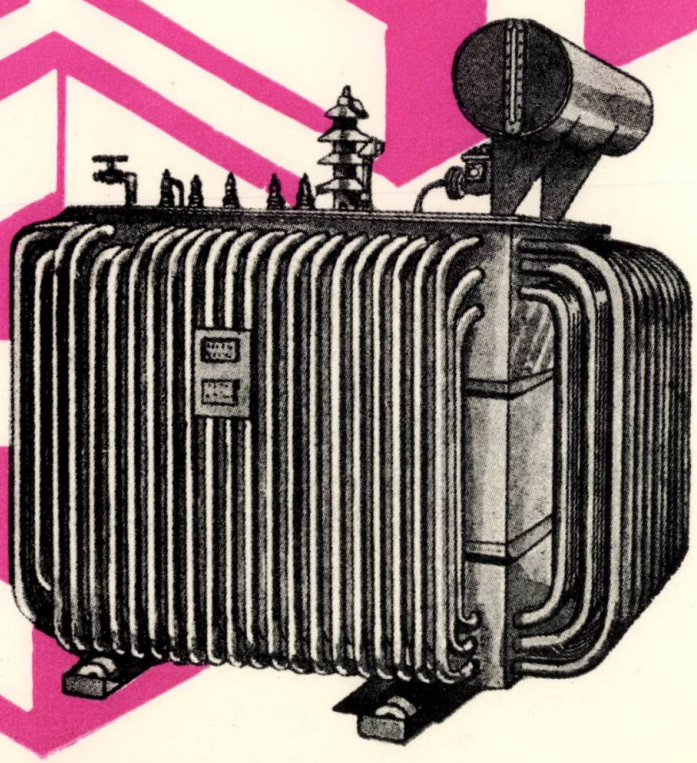
ELECTROTEHNICA



EXECUTĂ

- **Transformatoare de forță în ulei :** gama de puteri 40—63—100 kVA, gama de tensiuni 6—20 kV, pierderi reduse, construcție rezistentă la scurtcircuit.
- **Transformatoare de sudură tip TASM—300:** curent de sudură reglabil în două trepte, 75—230 A și 220—480 A; tensiune de alimentare 220 V, 380 V sau 500 V, tensiune de lucru 32 V.
- **Seria unitară de amplificatoare magnetice** cu o înfășurare de comandă (tip AMSU) și cu două înfășurări de comandă (tip AMD) pentru automatizări și acționări electrice; puteri 11 VA—90 kVA, tensiuni 24—500 V.
- **Echipament electric pentru filtre electrostatice** utilizate la reținerea particulelor în suspensie în fabricile de ciment, de produse refractare, de acid sulfuric, la centrale electrice etc.; tensiune continuă 80 kV, curent continuu 400 mA.





MICM
ICPE

1966 MAR 12

INSTITUTUL DE CERCETĂRI ŞI PROIECTĂRI PENTRU INDUSTRIA ELECTROTEHNICĂ

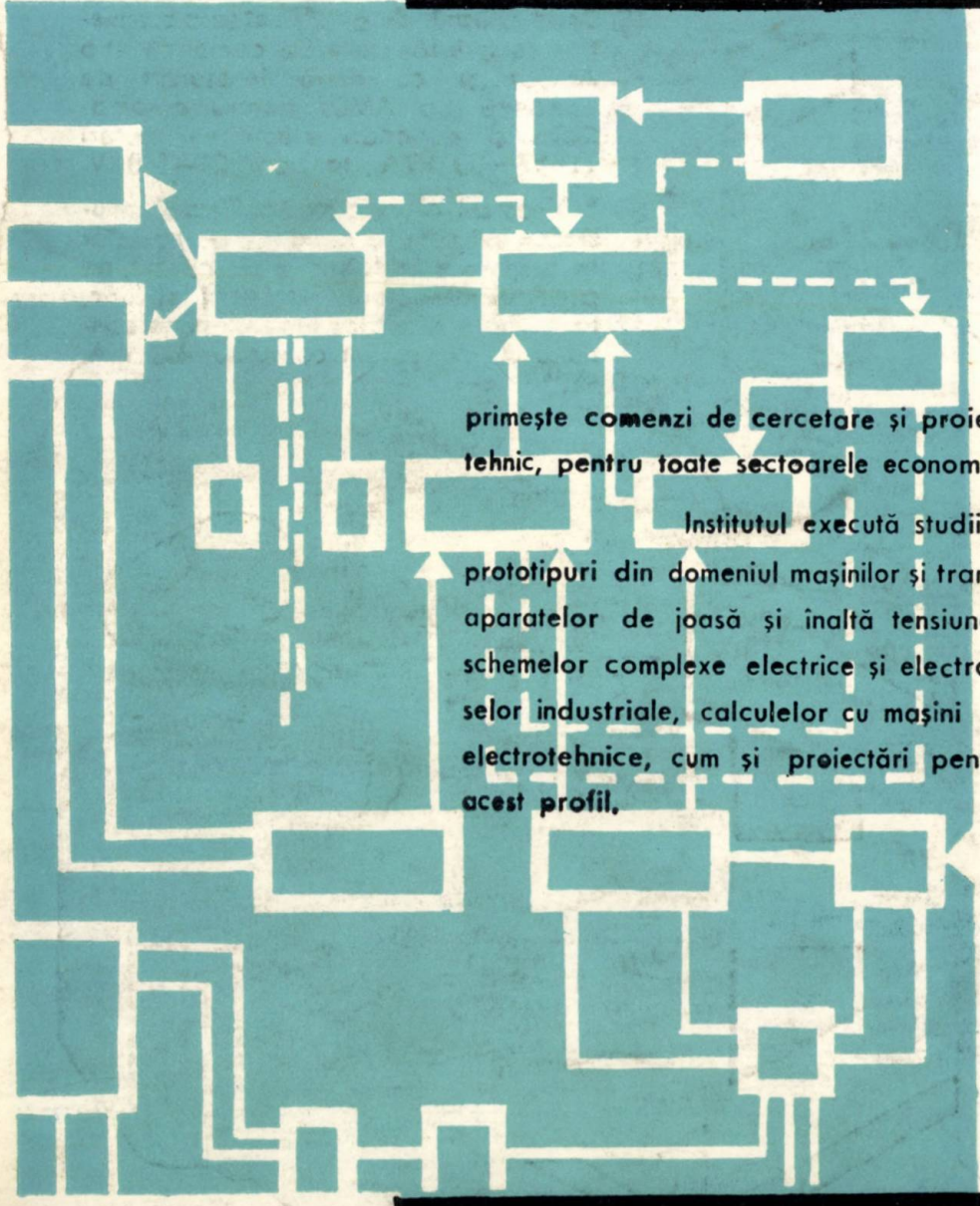
din Bucureşti. Bd. T. Vladimirescu 45, telefon 31.41.00

Научно-исследовательский и Проектировочный институт по вопросам электропромышленности

Electrical Engineering and Research Institute

Forschungs-und Projektierungsinstitut für die Elektroindustrie

Institut de Recherches et Projets pour l'industrie Electrotechnique



primeşte comenzi de cercetare şi proiectare, cu profil electrotehnic, pentru toate sectoarele economice din ţară.

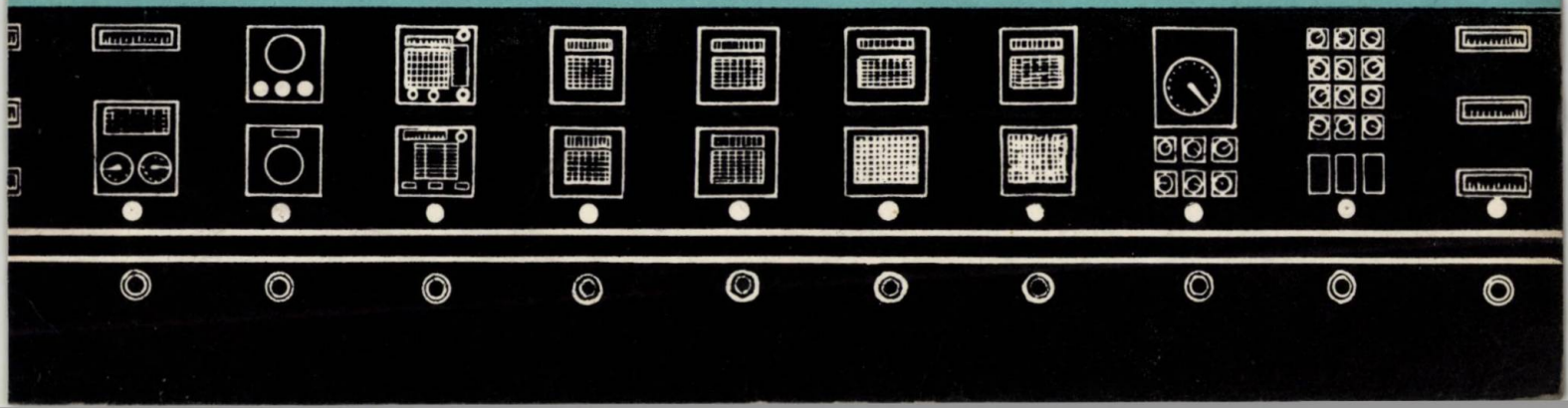
Institutul execută studii, încercări, omologări şi prototipuri din domeniul maşinilor şi transformatoarelor electrice, aparatelor de joasă şi înaltă tensiune, acţionărilor electrice, schemelor complexe electrice şi electronice, climatizării produselor industriale, calculelor cu maşini electronice, materialelor electrotehnice, cum şi proiectări pentru uzine şi fabrici cu acest profil.

E 2551

AUTOMATICA ŞI ELECTRONICA

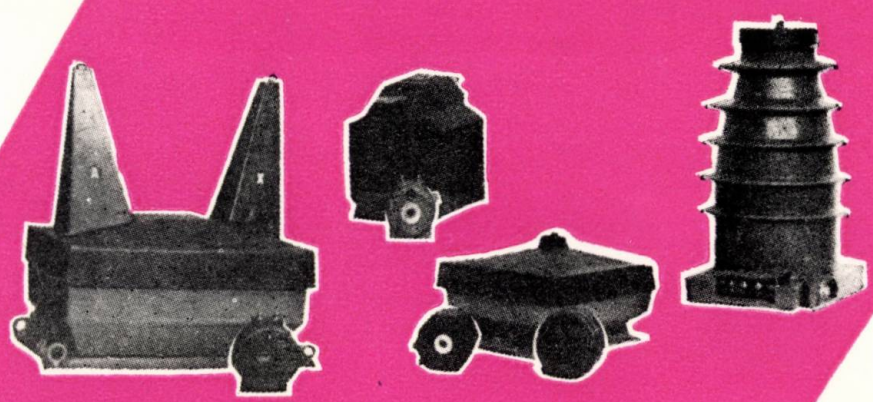
2

AUTOMATICA ŞI ELECTRONICA • BUCUREŞTI • VOLUMUL 10 • NR. 2 • MARTIE — APRILIE • 1966



posibilități largi de măsurare a curenților și tensiunilor mari

construcții comode, potrivite scopului
- gabarite și greutăți reduse prin folosirea înglobării în mase plastice



TRANSFORMATOARE DE MĂSURĂ

pentru curenți 5-5000 A/5A
pentru tensiuni 0,5-220 kV/100V
clase de precizie 0,2 0,5 1 3

UZINELE ELECTROPUTERE CRAIOVA

ORSZÁGOS MŰSZAKI KÖNYVTÁRES DOKUMENTÁCIÓS KÖZPONT 1883

AUTOMATICA ŞI ELECTRONICA

Vol. 10 (1966), nr. 2 (martie-aprilie), p. 49–96

CUPRINS

CZ 621.375.018.756.001.24

Jakab, I. şi *Rugină, I.*:

Despre calculul benzii de frecvenţă necesare discriminării de amplitudine.

Automatica şi Electronica 10, nr. 2, mart–apr 1966, p. 49–55

Se expune o metodă originală de calcul al benzii de frecvenţă necesare amplificatoarelor de impulsuri, în scopul amplificării precise a amplitudinii impulsului.

CZ 621–503.32.004.13

Ardelean, Gh.:

Funcţia de filtrare a sistemelor automate discrete sub acţiunea semnalelor fluctuante staţionare.

Automatica şi Electronica 10, nr. 2, mart–apr 1966, p. 56–61

Se tratează comportarea unui sistem eşantionat căruia i se aplică un semnal stochastic staţionar.

CZ 621–501.224 : 517.9

Căluşiţă, Mioara:

Locul rădăcinilor ecuaţiei caracteristice a sistemelor cu timp mort.

Automatica şi Electronica 10, nr. 2, mart–apr 1966, p. 61–69

Se prezintă o extindere a metodei rădăcinilor asupra sistemelor cu reacţie avînd timp mort.

CZ 621–531.3.001.14

Florea, S. şi *Dumitrache, I.*:

Calculul organelor de execuţie pentru reglarea debitelor de fluid.

Automatica şi Electronica 10, nr. 2, mart–apr 1966, p. 70–75

Se descrie modul de calcul al caracteristicilor statice pentru ventilele de reglare a debitelor de fluid.

CZ 621.398 : 621–503.001.24

Brana, Valeria:

Aspecte specifice ale transmisiei de date în telemecanică.

Automatica şi Electronica 10, nr. 2, mart–apr 1966, p. 75–82

Se prezintă o metodă de calcul al echivocului diferitelor moduri de transmitere a datelor folosite în sistemele de telemecanică industrială. Metoda se bazează pe rezultatele unor măsurări statistice şi pe unele considerente proprii.

CZ 621–503,25 + 621 –551.42 : 511

Constantin, P.:

Contribuţii la studiul sistemelor cuprinzînd regulatoare numerice de tip proporţional.

Automatica şi Electronica 10, nr. 2, mart–apr 1966, p. 82–86

ACTUALITĂŢI	86–89
RECENZII	89–93
DOCUMENTARE	94–95
CRONICĂ	96

COMITETUL DE REDACŢIE

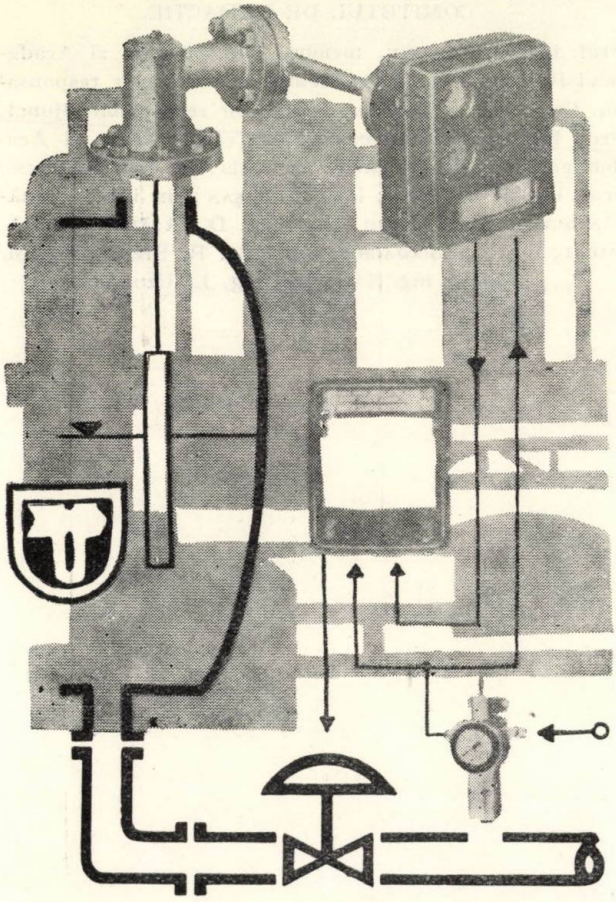
Prof. ing. C. PENESCU, membru corespondent al Academiei Republicii Socialiste România – redactor responsabil. Conf. ing. S. FLOREA – redactor responsabil adjunct. Prof. ing. GH. CARTIANU, membru corespondent al Academiei Republicii Socialiste România; dr. ing. S. CĂLIN; prof. ing. S. CONDREA; ing. I. CRIŞAN; dr. ing. M. DRĂGĂNESCU; ing. N. ILIOIU; conf. ing. D. LĂZĂROIU; ing. A. MIHAI; ing. I. PAPADACHE; conf. ing. R. STERE; ing. M. SÎRBU; ing. S. SOCOL; ing. L. UZUN.

Revista AUTOMATICA ŞI ELECTRONICA, organ al Ministerului Industriei Construcţiilor de Maşini şi al Consiliului Naţional al Inginerilor şi Tehnicienilor din Republica Socialistă România. Redacţia şi administraţia, Bucureşti, str. Ion Ghica, nr. 3, Raion Tudor Vladimirescu, telefon 13.84.16. Revista este editată de M.I.C.M. Abonamentele se primesc la administraţia revistei. Instituţiile pot achita abonamentele pentru biblioteci şi cabinete tehnice în contul nostru de virament: Oficiul de documentare şi publicaţii tehnice M.I.C.M. cont 026002 Banca Naţională a Republicii Socialiste România, Filiala 30 Decembrie, Bucureşti.

Tarif pentru întreprinderi: lei 100 anual; tarif pentru muncitori, tehnicieni şi ingineri: lei 30 anual. Costul unui exemplar lei 5. Tiparul: I. P. „Informaţia", str. Brezoianu, nr. 23–25, Bucureşti. C. 4868.

Taxele poştale plătite în numerar conform aprobării D.G.P. Tc. nr. 560/727/1965.

40 545



EXPOZIȚIA COLECTIVĂ ELVEȚIANĂ

— DE —

MAȘINI UNELTE

— ȘI —

APARATE DE PRECIZIE

BUCUREȘTI

22—31 MARTIE 1966

Aparate pneumatice

pentru

măsurarea și reglarea:

- **nivelului**
- **presiunii**
- **presiunii diferențiale**
- **temperaturii**
- **cantității**

cu o variație a semnalului pneumatic 0,2—1,0 kg/cm², pentru întrebuințare în industria chimică și petrochimică

INTER-SOFEX S. A., ZÜRICH

Șoseaua Kiseleff nr. 32

Deschis:

10–14 pentru specialiști

14–19 pentru public

Se livrează de:

EXPORT IMPORT KOVO PRAHA CZECHOSLOVAKIA

AUTOMATICA și ELECTRONICA
REVISTĂ TEHNICO-ȘTIINȚIFICĂ DE AUTOMATICĂ ELECTRONICĂ INDUSTRIALĂ ȘI TEHNICĂ NUCLEARĂ
ORGAN AL MINISTERULUI INDUSTRIEI CONSTRUCȚIILOR DE MAȘINI ȘI AL CONSILIULUI NAȚIONAL AL INGINERILOR ȘI TEHNICIENILOR DIN REPUBLICA SOCIALISTĂ ROMÂNIA

Vol. X (pag. 49–96) nr. 2, martie–aprilie București, 1966

Ing. I. JAKAB și ing. I. RUGINĂ

Despre calculul benzii de frecvență necesare discriminării de amplitudine

Analiza semnalelor electrice după criteriul de amplitudine se utilizează în numeroase aplicații. De cele mai multe ori semnalele, înainte de a fi introduse în discriminatorul care le compară cu nivelele de referință date, trebuie să fie amplificate în mod corespunzător. Amplificatoarele folosite în acest scop trebuie să asigure reproducerea tuturor semnalelor de analizat, fără alterarea raportului dintre amplitudinile lor. În cazul cînd semnalele de analizat sînt neelectrice și se transformă în semnale electrice de către un traductor, este necesar să fie luate în considerare și distorsiunile introduse în procesul de convertire.

Cerințele de fidelitate a reproducerii semnalelor de către acest lanț trebuie să fie formulate într-un mod care diferă esențial de felul în care se pune problema similară în cazul altor amplificatoare. Pe de o parte, nu este necesar ca întreaga evoluție a semnalului să fie corect redată, pe de altă parte însă valoarea de vîrf trebuie reprodusă cu o precizie deosebită. Într-adevăr, pentru un analizor de amplitudine cu 100 de nivele, de exemplu, sau pentru un voltmetru de vîrf de clasa 1,0, precizia reproducerii amplitudinilor trebuie să fie, evident, mai bună decît 1%.

Pentru a defini conținutul termenului de precizie a reproducerii amplitudinilor trebuie să se aibă în vedere următoarele :

Impulsurile de analizat diferă de obicei între ele nu numai prin amplitudine, ci și prin formă și durată, deci prin spectrul lor. Dacă amplificarea ar fi uniformă pentru toate frecvențele, ar fi reprodusă fără distorsiuni evoluția fiecărui semnal și deci și raportul valorilor de vîrf ale diferitelor semnale. Dacă, dimpotrivă, banda de trecere este limitată, diferitele semnale vor fi distorsionate diferit, în funcție de spectrul lor. Notînd cu U_{1m} și U_{2m} valorile de vîrf ale unui impuls la intrarea, respectiv la ieșirea sistemului, iar cu A amplificarea în lipsa limitării benzii *, precizia de reproducere a amplitudinilor este precizia cu care se conservă raportul :

$$k = \frac{U_{2m}}{AU_{1m}}, \qquad (1)$$

atunci cînd forma și durata impulsurilor de analizat variază în limitele clasei de semnale pentru care se proiectează sistemul.

Criteriile uzuale de alegere a benzii amplificatoarelor de impulsuri deduse din condițiile de menținere sub anumite limite, considerate ca admisibile, a distorsionării frontului, respectiv a palierului unui impuls dreptunghiular, sînt cu totul necorespunzătoare în cazul de față. Aceasta se datorește faptului că precizia care se impune de obicei la amplificatoarele de impulsuri (5—10%) este inferioară aceleia necesare în cazul nostru, iar condițiile care ar rezulta admițîndu-se o eroare mai mică, de exemplu de 1%, ar duce la o lărgime de bandă excesiv de mare.

În lucrarea de față se urmărește stabilirea unei metode de determinare a caracteristicii de frecvență necesare, care să asigure o valoare dată a preciziei de reproducere a amplitudinilor, în sensul definit mai sus. Analiza pe care o comportă problema pusă poate fi dusă pînă la capăt, delimitînd într-un anumit mod clasa de semnale cu care se lucrează. Vom considera că la intrarea sistemului se aplică impulsuri trapezoidale, definite prin amplitudinea lor E, durata frontului anterior t_0, durata palierului

* Prin amplificarea în lipsa limitării benzii se înțelege amplificarea sistemului cînd se neglijează efectul elementelor reactive (dependente de frecvență) de orice fel, cum ar fi : capacitățile de cuplaj, de decuplare, capacitățile parazite etc. Mărimea ei nu coincide cu amplificarea în banda de trecere, aceasta din urmă avînd o valoare ceva mai mică, dar cu atît mai apropiată de prima cu cît banda de trecere este mai largă (v. anexa).

$t_2 - t_0$ (fig. 1), şi că aceste impulsuri se succed suficient de rar, pentru ca la apariţia unui impuls procesele care se datoresc impulsului anterior să poată fi considerate stinse.

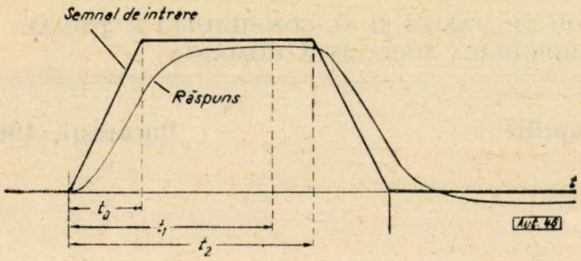


Fig. 1

Funcţia de transfer globală a sistemului se consideră de forma :

$$F(p) = \frac{A\beta p}{(p+\alpha)(p+\beta)}, \qquad (2)$$

adică proporţională cu produsul a două funcţii :

$$F_1(p) = \frac{p}{p+\alpha} \quad \text{şi} \quad F_2(p) = \frac{\beta}{p+\beta},$$

reprezentînd cîte o celulă trece-sus, respectiv trece-jos, avînd coeficienţii de transfer în banda de trecere egali cu unitatea ; coeficientul A reprezintă amplificarea în lipsa limitării benzii ($\alpha = 0$, $\beta = \infty$).

Mărimile α, β sînt, pentru $\beta \gg \alpha$, aproximativ egale cu frecvenţele limită inferioară, respectiv superioară, ale ansamblului la nivelul $1/\sqrt{2}$, iar amplificarea în banda de trecere rezultantă este (v. anexa) :

$$A_{banda} = A\frac{\beta}{\alpha+\beta}. \qquad (3)$$

Să examinăm în primul rînd modul în care este reprodusă de către un sistem, avînd funcţia de transfer (2), o evoluţie liniară de forma :

$$u_1(t) = \frac{E}{t_0}t \rightarrow U_1(p) = \frac{E}{t_0}\cdot\frac{1}{p^2},\ 0 \leqslant t \leqslant t_0. \quad (4)$$

Expresia operaţională a răspunsului sistemului este :

$$U(p) = U_1(p)\cdot F(p) = \frac{A\beta E}{t_0}\cdot\frac{1}{p(p+\alpha)(p+\beta)}, \quad (5)$$

căreia îi corespunde funcţia de timp :

$$u(t) = \frac{AE}{\alpha t_0}\left(1 + \frac{\alpha}{\beta-\alpha}e^{-\beta t} - \frac{\beta}{\beta-\alpha}e^{-\alpha t}\right), 0 \leqslant t \leqslant t_0. \quad (6)$$

Valoarea finală a evoluţiei liniare este deci reprodusă în proporţie de :

$$k = \frac{u(t_0)}{AE} = \frac{1}{\alpha t_0}\left(1 + \frac{\alpha}{\beta-\alpha}e^{-\beta t_0} - \frac{\beta}{\beta-\alpha}e^{-\alpha t_0}\right). \quad (7)$$

Formula (7) permite calculul pierderii de amplitudine $y = 1 - k$, atunci cînd se dă durata t_0 şi parametrii sistemului α, β. Problema inversă, determinarea lui α şi β, pentru o pierdere dată, nu poate fi rezolvată tot atît de simplu, întrucît relaţia (7) nu se poate explicita în raport cu α sau β. Soluţia problemei se găseşte însă cu uşurinţă făcînd uz de diagrama din figura 2, în care sînt reprezentate curbele $k = \text{const.}$, corespunzînd relaţiei (7). Pentru trasarea lor s-a observat că, întrucît :

$$\frac{\alpha}{\beta-\alpha} = \frac{\alpha t_0}{\beta t_0 - \alpha t_0}; \quad \frac{\beta}{\beta-\alpha} = \frac{\beta t_0}{\beta t_0 - \alpha t_0},$$

mărimea $k = k(\alpha, \beta, t_0)$ poate fi considerată ca depinzînd numai de doi parametri : αt_0 şi βt_0, ceea ce permite reprezentarea pe o singură diagramă a tuturor curbelor $k = \text{const}$. Curbele au fost trasate prin puncte, calculate fiecare prin aproximaţii succesive.

Examinarea diagramei prilejuieşte unele observaţii :

1) La o pierdere de amplitudine dată, banda de trecere necesară poate fi aleasă în mai multe moduri. Lărgimea de bandă minimă se obţine cînd amplificarea este uniformă pînă la frecvenţa zero ($\alpha = 0$). Pentru a putea admite o limitare a benzii în domeniul frecvenţelor joase este necesar să se deplaseze spre frecvenţele mai înalte limita superioară a benzii.

2) Dacă produsul αt_0 este suficient de mic, efectul frecvenţelor joase asupra reproducerii frontului impulsului este neglijabil, aşa cum se şi consideră de obicei. Este însă de remarcat

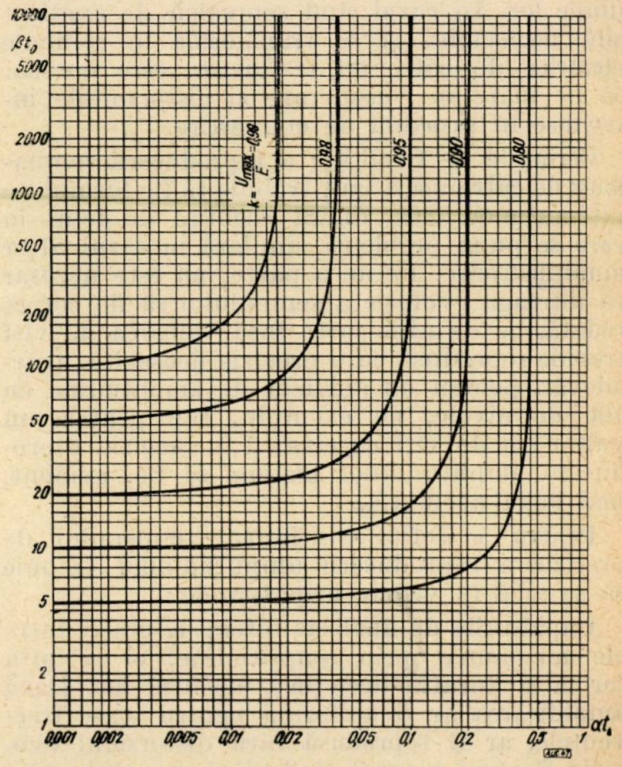


Fig. 2

că, în cazurile cînd se cere o bună precizie de reproducere, condiţia de valabilitate a acestei presupuneri nu este întotdeauna uşor de îndeplinit. Astfel la reproducerea unui front cu durata $t_0 = 100$ μs, dacă se admite o pier-

dere de amplitudine de 10% la terminarea frontului ($k = 0{,}9$) se poate neglija porţiunea de spectru sub 35 Hz ($\alpha t_0 < 0{,}02$); dacă în schimb pierderea permisă este numai de 1% ($k = 0{,}99$), pot fi neglijate, cu aceeaşi aproximaţie, doar frecvenţele sub 1,6 Hz.

3) La o durată de front dată, dacă banda de trecere este limitată în domeniul frecvenţelor joase, pierderea nu poate fi coborîtă sub o anumită limită, depinzînd de produsul αt_0, oricît s-ar lărgi banda de trecere în domeniul frecvenţelor înalte.

Pentru a asigura reproducerea corectă a amplitudinilor în cazul impulsurilor trapezoidale nu este însă necesar ca precizia de reproducere impusă să se realizeze pe durata frontului sau în momentul terminării acestuia. Impunînd condiţia de precizie numai valorii de vîrf a răspunsului, se obţine, după cum se va vedea, o reducere substanţială a benzii de trecere necesare.

Este uşor de văzut că valoarea de vîrf a răspunsului nu poate fi atinsă în intervalul $0 \leqslant t \leqslant t_0$.

Într-adevăr, dacă semnalul la intrare este o funcţie continuă, răspunsul sistemului, care este un sistem de ordinul II, va fi de asemenea continuu, împreună cu derivata sa, de unde rezultă că valoarea de vîrf a răspunsului se atinge într-un moment cînd derivata răspunsului se anulează. Derivînd relaţia (6), se găseşte că pentru $0 < t \leqslant t_0$:

$$\frac{du}{dt} = \frac{AE\beta}{t_0} \cdot \frac{e^{-\alpha t} - e^{-\beta t}}{\beta - \alpha}$$

şi deci derivata este tot timpul pozitivă, dacă $\beta > \alpha$.

De aceea, pentru a studia influenţa parametrilor sistemului asupra valorii de vîrf a răspunsului trebuie cercetată comportarea acestuia pentru $t > t_0$. Expresia răspunsului în intervalul $t_0 < t < t_2$ poate fi scrisă direct, ţinînd seamă de faptul că semnalul de intrare, în acest interval, poate fi considerat ca fiind rezultatul suprapunerii peste evoluţia liniară definită de (4) a unei a doua funcţii de aceeaşi expresie, întîrziată cu t_0 şi de semn contrar. Vom avea deci din (6):

$$u(t) = \frac{AE}{\alpha t_0}\left(1 + \frac{\alpha}{\beta - \alpha} e^{-\beta t} - \frac{\beta}{\beta - \alpha} e^{-\alpha t}\right) -$$

$$- \frac{AE}{\alpha t_0}\left[1 + \frac{\alpha}{\beta - \alpha} e^{-\beta (t - t_0)} - \frac{\beta}{\beta - \alpha} e^{-\alpha (t - t_0)}\right] =$$

$$= \frac{AE}{\alpha t_0}\left[\frac{\alpha}{\beta - \alpha}(1 - e^{\beta t_0})\, e^{-\beta t} -\right.$$

$$\left. - \frac{\beta}{\beta - \alpha}(1 - e^{\alpha t_0})\, e^{-\alpha t}\right], \quad t_0 \leqslant t \leqslant t_2. \qquad (8)$$

Derivata în raport cu t este funcţia:

$$\frac{du}{dt} = \frac{AE}{t_0} \cdot \frac{\beta}{\beta - \alpha}\left[(1 - e^{\alpha t_0})\, e^{-\alpha t} - (1 - e^{\beta t_0})\, e^{-\beta t}\right],$$

care se anulează în momentul:

$$t_1 = \frac{1}{\beta - \alpha} \ln \frac{e^{\beta t_0} - 1}{e^{\alpha t_0} - 1}. \qquad (9)$$

Este uşor de verificat că acest moment corespunde unui maxim, care este efectiv atins, dacă $t_1 \leqslant t_2$.

Valoarea maximului se găseşte înlocuind în (8) $t = t_1$. Pentru aceasta se transcrie relaţia (9) sub forma:

$$e^{-t_1} = \left(\frac{e^{\alpha t_0} - 1}{e^{\beta t_0} - 1}\right)^{\frac{1}{\beta - \alpha}} = N.$$

Cu această notaţie, din (8) se obţine:

$$u_{max} = \frac{AE}{\alpha t_0}\left|\frac{\alpha}{\beta - \alpha}(1 - e^{\beta t_0})\, N^{\beta} -\right.$$

$$\left. - \frac{\beta}{\beta - \alpha}(1 - e^{\alpha t_0})\, N^{\alpha}\right| = \frac{AE}{\alpha t_0} \cdot \frac{1 - e^{\beta t_0}}{\beta - \alpha}(\alpha N^{\beta} -$$

$$- \beta N^{\beta - \alpha} N^{\alpha}) = \frac{AE}{\alpha t_0}(e^{\beta t_0} - 1)\, N^{\beta}.$$

De unde:

$$k = \frac{u_{max}}{AE} = \frac{e^{-\beta t_1}}{\alpha t_0}(e^{\beta t_0} - 1). \qquad (10)$$

Formulele (9) şi (10) permit calculul valorii de vîrf a răspunsului, în ipoteza că acesta are un maxim în intervalul $t_0 < t \leqslant t_2$, dacă parametrii sistemului α, β sînt daţi. Ca şi în cazul calculului reproducerii frontului, soluţionarea problemei inverse se loveşte de dificultatea rezolvării sistemului de ecuaţii transcendente (9), (10). Din această cauză s-a recurs la trasarea, şi în acest caz, a diagramelor $k = \text{const.}$, în planul αt_0, βt_0. Fiecare curbă $k = \text{const.}$ dă combinaţiile posibile de valori α, β, care asigură reproducerea unei evoluţii constînd într-un front liniar de durată t_0 urmat de un palier constant, în aşa fel ca raportul dintre valoarea de vîrf a răspunsului şi valoarea palierului, la intrare, să fie egal cu kA. Diferitelor perechi de valori αt_0, βt_0 le corespund diferite momente t_1, la care se atinge valoarea de vîrf a răspunsului. De aceea, pe aceeaşi diagramă au fost trasate, pe baza relaţiei (9), şi curbele $t_1/t_0 = \text{const.}$ Cu ajutorul lor se poate delimita acea porţiune a curbei $k = \text{const.}$ care asigură, pentru un impuls avînd durata (pînă la terminarea palierului) egală cu o valoare dată t_2, alegerea lui α, β astfel ca valoarea de vîrf impusă să fie efectiv atinsă. Aceasta este porţiunea de curbă pentru care $t_1/t_0 \leqslant t_2/t_0$.

Examinînd alura curbelor $k = \text{const.}$ (fig. 3) se constată că în partea superioară a planului diagramei ele se apropie asimptotic de nişte drepte paralele cu axa βt_0. Aceasta înseamnă că, dacă banda este limitată în domeniul frecvenţelor joase, lărgirea ei spre frecvenţele înalte nu mai are, de la o anumită valoare βt_0 în sus, nici un efect. În domeniul valorilor mici ale lui αt_0, βt_0 curbele tind de asemenea

asimptotic spre niște drepte, cu înclinația de 45°. Această zonă corespunde valorilor mari ale raportului t_1/t_0, situație în care influența

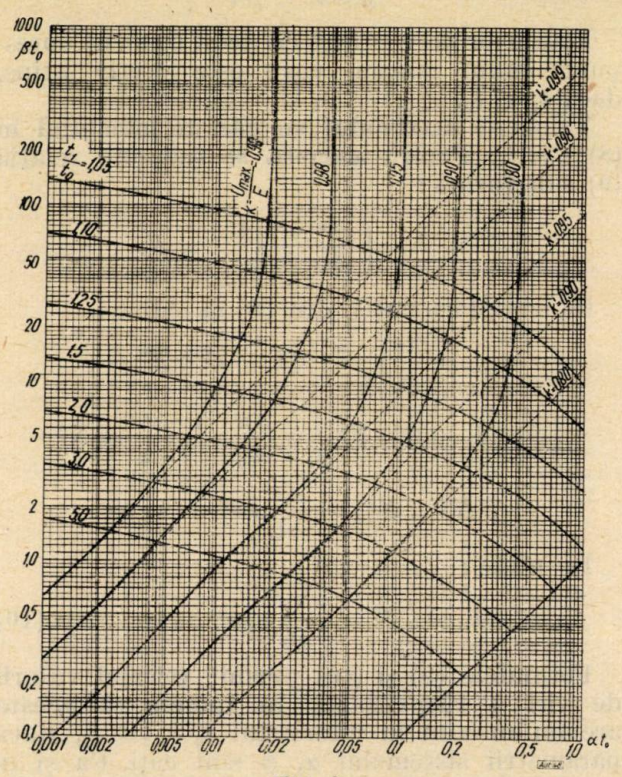


Fig. 3

frontului asupra valorii de vîrf a răspunsului poate fi neglijată și, în consecință, impulsurile trapezoidale pot fi înlocuite cu impulsuri dreptunghiulare. Făcînd în (9) și (10) $t_0 \to 0$, se găsește :

$$t_1' = \frac{1}{\beta - \alpha} \ln \frac{\beta}{\alpha}; \qquad (11)$$

$$k' = \frac{\beta}{\alpha} e^{-\beta t_1'} = \left(\frac{\beta}{\alpha}\right)^{-\frac{\alpha}{\beta - \alpha}}. \qquad (12)$$

Se constată din formula (12) că, în cazul impulsurilor dreptunghiulare, curbele $k = \text{const.}$ sînt date de condiția :

$$\frac{\beta}{\alpha} = \text{const.} \qquad (13)$$

și sînt deci niște drepte avînd înclinația de 45°.

Alegerea benzii de frecvență, pentru a avea o valoare k dată, nu este deci univocă. Se observă că pe curbele $k = \text{const.}$ o dată cu scăderea lui α scade și β, de unde, ținînd seamă de (A.6), rezultă că banda cea mai îngustă se obține atunci cînd pentru β, α se iau valorile cele mai mici cu putință, deci cînd ne plasăm în punctul de pe curbă care corespunde valorii $t_1 = t_2$ (t_2 fiind durata impulsului, pînă la terminarea palierului).

Dacă se ia în considerare și posibilitatea ca valoarea maximă a răspunsului să fie atinsă nu în intervalul de timp corespunzînd palierului ($t_0 < t < t_2$), ci mai tîrziu, problema alegerii benzii admite, în anumite cazuri, soluții mai avantajoase decît cea de mai sus.

Pentru aceasta să analizăm situația cînd derivata răspunsului nu se anulează în intervalul $t_0 < t \leqslant t_2$. Dacă durata frontului posterior al semnalului de intrare nu este nulă, în virtutea continuității derivatei răspunsului, aceasta continuă să crească și pentru $t > t_2$, și vom avea un maxim mai mare decît valoarea răspunsului în momentul $t = t_2$. Calculele efectuate arată însă că, dacă frontul posterior este cel mult de același ordin de mărime cu cel anterior, creșterea care se realizează este în general fără importanță. De aceea este corect, și acoperitor în același timp, ca în cazul cînd pe durata palierului nu se atinge un maxim, să se considere, ca valoare de vîrf a răspunsului, valoarea lui la momentul $t = t_2$, adică la terminarea palierului.

Relația dintre α și β care asigură realizarea la momentul $t = t_2$ a unui raport k dat se obține din (8) și este :

$$\frac{1}{\alpha t_0}\left[\frac{\alpha}{\beta - \alpha}(1 - e^{\beta t_0}) e^{-\beta t_2} - \frac{\beta}{\beta - \alpha}(1 - e^{\alpha t_0}) e^{-\alpha t_2}\right] = k. \qquad (14)$$

Această relație poate fi de asemenea reprezentată în planul αt_0, βt_0 și constituie o familie de curbe depinzînd de doi parametri, k și

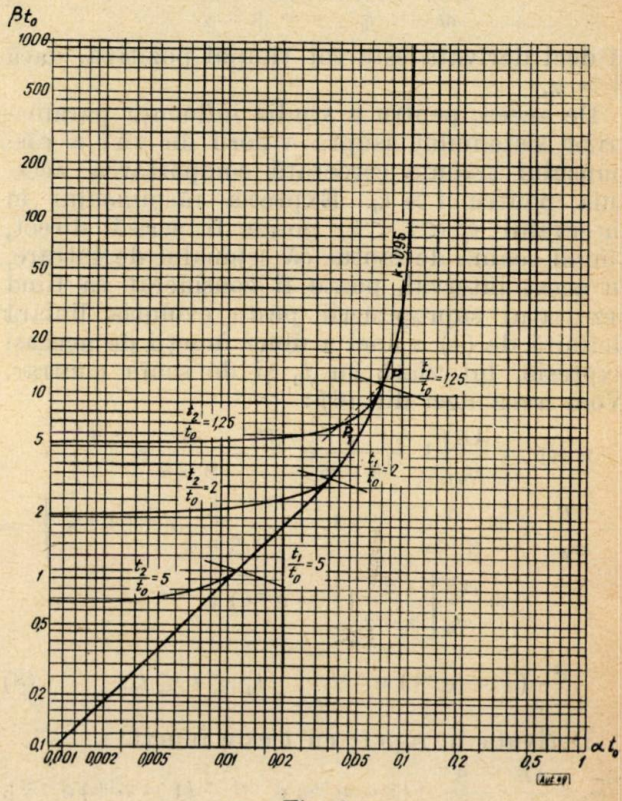


Fig. 4

t_2/t_0. Fiecare curbă (14) are, evident, un punct comun cu curba (10) care corespunde aceleiaşi valori k, şi anume punctul de pe această din urmă curbă, în care $t_1/t_0 = t_2/t_0$. În acest punct cele două curbe au tangenta comună, în rest curba (14) situîndu-se în tot planul la stînga curbei (10). În figura 4 sînt reprezentate, împreună cu curba (10) corespunzînd valorii $k = 0{,}95$, curbele (14) cu aceeaşi valoare k şi corespunzînd valorilor $t_2/t_0 = 1{,}25$, respectiv 2,0 şi 5,0. Au fost trasate numai porţiunile de curbe (14) de la punctul de tangenţă spre valorile descrescătoare ale lui αt_0; βt_0; continuarea curbelor în celălalt sens corespunde situaţiilor cînd răspunsul pentru $t = t_2$ atinge valoarea prescrisă, după ce în prealabil a trecut printr-un maxim de o valoare mai ridicată. De aceea aceste ramuri ale curbelor (14) nu prezintă interes şi ele n-au mai fost trasate.

În concluzie, soluţia problemei puse, adică condiţia pe care trebuie s-o îndeplinească parametrii α şi β ai sistemului pentru ca valoarea de vîrf a răspunsului $u\,(t)$ să realizeze un raport k dat, este reprezentată prin curbele (14) figurate în diagramă, continuate, de la punctul de tangenţă în sus, prin curba (10). Ca valoare de vîrf a răspunsului este considerată *marginea superioară* a funcţiei $u\,(t)$ în intervalul $0 < t \leqslant t_2$.

Totuşi, în metoda de proiectare pe care o propunem, nu ne vom folosi de curbele complete definite ca mai sus, deoarece trasarea tuturor curbelor (14) pe figura 3 ar fi încărcat excesiv diagrama, ci vom utiliza un procedeu simplificat.

Înainte de a trece la utilizarea, pentru proiectare, a rezultatelor analizei întreprinse, mai trebuie făcută următoarea remarcă. După cum s-a văzut, lărgimea de bandă minimă se obţine cu $\alpha = 0$, deci dacă amplificatorul este de curent continuu. Totuşi, o seamă de considerente de ordin tehnic pledează împotriva unei asemenea soluţii. De aceea este indicat să se aleagă de la început limita inferioară a benzii ($\alpha \approx \omega_i$) în aşa fel ca să se evite valorile excesive ale capacităţilor de cuplaj între etaje sau, dacă este posibil, să se excludă din bandă primele armonici ale frecvenţei de reţea.

În consecinţă, datele iniţiale necesare calculului de proiectare sînt următoarele :

— clasa de impulsuri trapezoidale pentru care se proiectează sistemul, definită fie prin limitele între care variază durata impulsurilor şi durata fronturilor, fie într-un alt mod univoc;

— precizia de reproducere a amplitudinilor, pe care dorim s-o realizăm;

— limita inferioară a benzii de trecere ω_i.

În posesia acestor date procedeul de urmat este următorul :

1. Se stabilesc parametrii impulsului, a cărui reproducere, în ce priveşte valoarea de vîrf, este cea mai dificilă din punctul de vedere al condiţiilor de bandă. La o bandă dată, impulsul cu frontul cel mai lent şi cu durata cea mai mică este cel care suferă cea mai mare pierdere de amplitudine.

Se stabilesc de asemenea parametrii impulsului la care pierderea de amplitudine, la o bandă dată, este cea mai mică : impulsul cu frontul $t_{0\,min}$ şi durata $t_{2\,max}$. În majoritatea cazurilor (şi anume dacă $\frac{t_{2\,max}}{t_{0\,min}} > 3$) se poate lua, drept cel mai uşor reproductibil impuls, funcţia treaptă.

2. Se găseşte în diagrama din figura 3 curba care corespunde valorii :

$$\frac{t_1}{t_0} = \left(\frac{t_2}{t_0}\right)_{min}.$$

Pe această curbă se ia un număr de puncte şi se calculează, pentru fiecare din ele, eroarea de reproducere a amplitudinii, care este :

$$\varepsilon = \frac{1}{2}\,|\,k - k'\,|\,,$$

unde k este raportul în care se reproduce amplitudinea impulsului celui mai „dificil" (şi se citeşte din diagramă, cu ajutorul curbelor $k = \text{const.}$), iar k' — raportul în care se reproduce, cu aceleaşi valori α, β, impulsul cel mai „favorabil". Dacă acesta din urmă se aproximează printr-o funcţie treaptă, valorile respective ale lui k' se citesc din diagramă cu ajutorul dreptelor trasate cu linie întreruptă sau se calculează cu formula (12).

Eroarea ε creşte cînd ne deplasăm spre dreapta pe curba $t_1/t_0 = \text{const.}$; avînd valoarea lui ε în cîteva puncte, se poate găsi, prin interpolare, punctul în care ε are valoarea prescrisă.

Coordonatele punctului astfel găsit, αt_0 şi βt_0, dau parametrii sistemului :

$$\alpha = \frac{\alpha t_0}{t_{0\,max}}\,; \qquad \beta = \frac{\beta t_0}{t_{0\,max}},$$

astfel încît eroarea de reproducere a amplitudinilor, în cadrul clasei de semnale considerate, să nu depăşească $\pm\,\varepsilon$.

Avînd valorile α, β, cu ajutorul formulelor (A.8), (A.9) sau, simplificat, (A.12), (A.13), se deduc frecvenţele limită ω_s şi ω_i.

3. În cazul cînd frecvenţa limită inferioară găsită este mai mare decît $\omega_{i\,min}$ impus prin datele iniţiale ale problemei, există posibilitatea de a îmbunătăţi soluţia găsită, adică de a alege o altă pereche de valori α, β, mai mici decît cele iniţiale, care să asigure aceeaşi precizie de reproducere a amplitudinilor, dar cu o bandă de trecere mai îngustă. Pentru aceasta ne adresăm curbelor din figura 4.

Să se presupună că punctul, în planul αt_0, βt_0, găsit prin procedeul descris anterior este punctul P, prin care trec curba k şi dreapta k',

şi căruia îi corespunde o eroare de reproducere a amplitudinilor :

$$\varepsilon = \frac{1}{2}(k' - k), \qquad (k' > k).$$

Este evident că eroarea va fi aceeaşi şi în punctul P_1, deoarece atît k, cît şi k', au aceleaşi valori ca în P. Pe segmentul PP_1 eroarea va fi mai mică, întrucît k' este acelaşi (pe dreaptă), iar curbele $k = \text{const.}$, care trec prin aceste puncte, corespund unor valori k mai ridicate. Rezultă că în locul punctului P se poate lua oricare punct de pe segmentul PP_1, cu condiţia ca valoarea care rezultă pentru $\alpha \approx \omega_i$ să nu coboare sub valoarea $\omega_{i\,min}$ impus. Punctele de pe segmentul PP_1 conduc la o lărgime de bandă $(\beta + \alpha)$ mai mică şi sînt deci de preferat.

Dacă se notează cu α_0, β_0 valorile care corespund punctului P şi se introduc notaţiile :

$$A = \frac{1}{(\beta_0 - \alpha_0)\,t_0}; \quad B = \frac{\beta_0}{\alpha_0(\beta_0 - \alpha_0)\,t_0}; \quad x = \frac{\alpha}{\alpha_0};$$

$$m = e^{-\beta_0 t_2}; \; n = e^{-\beta_0 (t_2 - t_0)}; \; p = e^{-\alpha_0 t_2};$$

$$q = e^{-\alpha_0 (t_2 - t_0)}, \qquad (15)$$

relaţia (14) se scrie :

$$k = A\,\frac{m^x - n^x}{x} - B\,\frac{p^x - q^x}{x} = k(x). \qquad (16)$$

Soluţia optimă este dată de valoarea cea mai mică a lui x în intervalul $1 > x \geqslant x_{min}$ $\left(x_{min} = \frac{\alpha_{min}}{\alpha_0}\right)$, astfel ca să avem $k(x) \geqslant k(1)$. Calculul se poate efectua prin încercări.

În cazul cînd procedeul de la punctele 1—2 dă o valoare $\omega_i < \omega_{i\,min}$, problema nu are soluţie, întrucît se poate arăta că pornind din punctul P în orice direcţie, astfel ca αt_0 să crească, iar t_1/t_0 să nu crească, eroarea creşte. În consecinţă, în asemenea cazuri trebuie să se facă concesii, fie în privinţa lui $\omega_{i\,min}$, fie în a lui ε.

Înainte de a încheia mai trebuie remarcată următoarea împrejurare interesantă : frecvenţa limită superioară, determinată cu ajutorul diagramei din figura 3, reprezintă nu un minim necesar, ci un optim. Într-adevăr, se vede din diagramă că peste tot :

$$\frac{\partial k'}{\partial \beta} > \frac{\partial k}{\partial \beta}.$$

În consecinţă, dacă β creşte, α rămînînd constant, eroarea creşte. Acest lucru, paradoxal la prima vedere, se explică prin aceea că lărgirea benzii spre frecvenţele înalte îmbunătăţeşte în măsură mai mare reproducerea impulsurilor cu front scurt decît pe aceea a impulsurilor cu front lent, şi deci eroarea creşte.

Modul de utilizare a metodei expuse va fi ilustrat printr-un exemplu.

Exemplu de calcul. Să se determine banda de trecere necesară unui analizor de amplitudine, în aşa fel ca eroarea de reproducere a amplitudinilor să nu depăşească 0,5%, cînd parametrii impulsurilor la intrare variază între următoarele limite :

— durata frontului $t_0 = 1 \ldots 4$ μs ;

— durata impulsurilor $t_2 = 5 \ldots 20$ μs.

Limita inferioară a benzii de trecere nu trebuie să fie mai mică decît 150 Hz.

a) Parametrii impulsului celui mai defavorabil sînt :

$t_0 = 4$ μs, $t_2 = 5$ μs, $(t_2/t_0)_{min} = 1{,}25$.

În diagrama din figura 3, mergînd pe curba $t_1/t_0 = 1{,}25$, alegem cîteva puncte, pentru care citim valorile corespunzătoare k, αt_0, βt_0. Pentru fiecare punct calculăm cu formulele (12), (14) valorile k', respectiv ε. Calculele sînt cuprinse în tabela 1.

Tabela 1

k	αt_0	βt_0	$\frac{\beta}{\alpha}$	$\frac{\alpha}{\beta-\alpha}$	k'	ε
0,98	0,0265	14,7	554,7	$1{,}806.10^{-3}$	0,9887	0,43%
0,95	0,068	11,0	161,8	$6{,}220.10^{-3}$	0,9688	0,94%
0,90	0,140	8,2	58,57	$1{,}737.10^{-2}$	0,9317	1,58%

Prin interpolare se găseşte pentru $\varepsilon = 0{,}50\%$ punctul $\alpha t_0 = 0{,}032$, $\beta t_0 = 14$. Pentru verificare se calculează cu aceste valori coeficienţii k, k' (formulele 9, 10, 12), găsindu-se :

$k = 0{,}9764$, $k' = 0{,}9862$, de unde $\varepsilon = 0{,}49\%$.

b) Frecvenţele limită ale benzii de trecere :

$$\omega_i \approx \alpha = \frac{0{,}032}{4.10^{-6}} = 8.10^3, \quad f_i = 1270 \text{ Hz};$$

$$\omega_s \approx \beta = \frac{14}{4{,}10^{-6}} = 3{,}5.10^6, \quad f_s = 557 \text{ kHz}.$$

(Calculul cu formulele exacte (A.8), (A.9) dă practic aceleaşi rezultate.)

c) Se constată că frecvenţa limită inferioară găsită este cu mult peste valoarea admisă, aşa că banda mai poate fi îngustată.

Cu valorile αt_0, βt_0 găsite se calculează coeficienţii (15).

În cazul considerat :

$A = 0{,}071592$; $B = 31{,}3216$;

$m = 2{,}597.10^{-8}$; $n = 0{,}031245$;

$p = 0{,}96086$; $q = 0{,}99210$.

Luînd diferite valori pentru x şi înlocuind în (16), se găseşte :

$k(0{,}7) = 0{,}9771 > k(1) = 0{,}9764$;

$k(0{,}65) = 0{,}9748 < k(1)$.

Se poate adopta $x = 0{,}7$, şi în consecinţă

$f_i = 0{,}7.1270 = 890$ Hz ;

$f_s = 0{,}7.557 = 390$ kHz.

d) Să comparăm metoda expusă cu alte posibilităţi de a determina banda de trecere necesară.

Metodica îndeobşte recomandată pentru calculul amplificatoarelor de impulsuri constă în alegerea frontului caracteristicii tranzitorii a sistemului t_f de 5—10 ori mai mic decît frontul impulsului de amplificat, afirmîndu-se că aceasta asigură o reproducere corectă a frontului.

În cazul nostru am avea :

$$t_f = \frac{t_{0min}}{10} = 10^{-1}\ s\ ,$$

de unde frecvenţa limită superioară :

$$f_s = \frac{0{,}35}{t_f} = 3{,}5\ \text{MHz},$$

deci o lărgime de bandă de 9 ori mai mare decît cea care rezultă prin metoda noastră. În plus este de remarcat că precizia de reproducere a fronturilor, dată de acest calcul, nu e deosebit de bună. Într-adevăr, calculul pierderii de amplitudine la terminarea frontului, care se poate face cu ajutorul diagramei din figura 2, arată că în cazul considerat am avea :

$$(\beta t_0)_{max} = 2\pi.\ 3{,}5.10^{+6} \cdot 4.10^{-6} = 88\ ;$$
$$(\beta t_0)_{min} = 2\pi.\ 3{,}5.10^{6} \cdot 10^{-6} = 22,$$

şi eroarea care rezultă, cu valori suficient de mici ale lui αt_0, este de aproximativ 1,8 %.

ANEXĂ

Înlocuind în (2) $p = j\omega$, se obţine caracteristica complexă de frecvenţă a sistemului :

$$F(j\omega) = \frac{j\omega A\beta}{\alpha\beta - \omega^2 + j\omega(\alpha + \beta)}, \qquad (A.1)$$

din care se deduce caracteristica de amplitudine :

$$|F(j\omega)| = F_1(\omega) = \frac{A\beta\omega}{\sqrt{\omega^4 + \omega^2(\alpha^2 + \beta^2) + \alpha^2\beta^2}}\ . \qquad (A.2)$$

Această expresie are un maxim pentru :

$$\omega = \sqrt{\alpha\beta}\ , \qquad (A3)$$

a cărui valoare se obţine înlocuind pe (A.3) în (A.2) :

$$F_{1\,max}(\omega) = A\,\frac{\beta}{\alpha + \beta}\ . \qquad (A.4)$$

Dacă $\beta \gg \alpha$, caracteristica de amplitudine în zona medie este practic constantă şi amplificarea în această zonă se confundă cu valoarea maximului, ceea ce justifică formula (3).

Pentru a determina frecvenţele limită, se pune condiţia :

$$\frac{F_1(\omega)}{F_{1\,max}(\omega)} = \frac{1}{\sqrt{2}}\ ,$$

ceea ce conduce la ecuaţia în ω :

$$\omega^4 - \omega^2(\alpha^2 + \beta^2 + 4\alpha\beta) + \alpha^2\beta^2 = 0\ . \qquad (A.5)$$

Această ecuaţie are două rădăcini pozitive, dintre care cea mai mare este frecvenţa limită superioară ω_s, iar cea mai mică frecvenţa limită inferioară ω_i. Utilizînd relaţiile dintre rădăcinile şi coeficienţii ecuaţiei (A.5) se stabileşte că aceasta din urmă e echivalentă cu sistemul :

$$\omega_s - \omega_i = \alpha + \beta\ ; \qquad (A.6)$$

$$\omega_s\,\omega_i = \alpha\beta. \qquad (A.7)$$

Din aceste ecuaţii se obţin expresiile atît ale lui ω_s, ω_i în funcţie de α, β, cît şi ale lui α, β în funcţie de ω_s, ω_i :

$$\omega_s = \frac{1}{2}\left[\sqrt{(\alpha + \beta)^2 + 4\alpha\beta} + (\alpha + \beta)\right]; \qquad (A.8)$$

$$\omega_i = \frac{1}{2}\left[\sqrt{(\alpha + \beta)^2 + 4\alpha\beta} - (\alpha + \beta)\right]; \qquad (A.9)$$

$$\alpha = \frac{1}{2}\left[(\omega_s - \omega_i) - \sqrt{(\omega_s - \omega_i)^2 - 4\omega_s\,\omega_i}\right]; \qquad (A.10)$$

$$\beta = \frac{1}{2}\left[(\omega_s - \omega_i) + \sqrt{(\omega_s - \omega_i)^2 - 4\omega_s\,\omega_i}\right]. \qquad (A.11)$$

Este uşor de verificat că, dacă $\beta \gg \alpha$, formulele de mai sus se reduc la relaţiile aproximative :

$$\omega_s \approx \beta + 2\alpha \approx \beta\ ; \qquad (A.12)$$

$$\omega_i \approx \alpha. \qquad (A.13)$$

Dr. ing. GH. ARDELEAN

Funcţia de filtrare a sistemelor automate discrete sub acţiunea semnalelor fluctuante staţionare

Sistemele automate discrete se deosebesc prin comportarea lor de sistemele automate cu funcţionare continuă. Dacă sistemul continuu liniar, sub acţiunea semnalelor aleatoare staţionare, are la ieşire un semnal aleator tot staţionar, sistemul discret va avea la ieşire un semnal nestaţionar. Aprecierea variaţiei semnalului nestaţionar de la ieşire prezintă o deosebită importanţă pentru proiectarea sistemelor automate, deoarece în practică se întîlnesc adesea acţionări continue ale sistemelor cu funcţionare discretă.

Autorul îşi propune să scoată în evidenţă nestaţionaritatea sistemelor automate discrete sub acţiunea semnalelor aleatoare staţionare continue şi să aprecieze variaţia dispersiei sistemelor între momentele de contact al cheilor discretizatoare ale sistemului. Introducerea noţiunii de „funcţie de filtrare" asigură posibilitatea efectuării calculelor inginereşti pentru sistemele automate discrete sub acţiunea semnalelor aleatoare.

1. Semnalul discret aleator şi caracteristicile lui

Adesea la intrarea sistemelor discrete de reglare automată acţionează semnale aleatoare ca şi în cazul sistemelor automate continue. Un asemenea semnal, de exemplu, este şi semnalul reflectat de la ţintă al radiolocatoarelor, cum şi al altor instalaţii electronice cu funcţionare discretă. În acest caz, funcţia corelaţie şi densitatea spectrală a procesului aleator continuu ce se aplică sistemului automat discret sînt, ca şi în cazul sistemelor continue, $R(\tau)$ şi $S(\omega)$.

Dacă semnalul staţionar este un proces ergotic, se poate determina funcţia corelaţie făcînd media în timp în loc de media pe ansamblu de procese aleatoare la un moment determinat [1]. Pentru un asemenea proces luat în mod discret, funcţia corelaţie va reprezenta valorile discrete ale funcţiei corelaţie corespunzătoare procesului continuu [2]:

$$R(nT) = \lim_{N\to\infty} \frac{1}{2N+1} \sum_{l=-N}^{N} e(lT)\, e(lT+nT) = R(\tau)\,|_{\tau=nT}\,, \qquad (1)$$

unde n şi l sînt numere întregi, iar T — perioada de repetiţie a impulsurilor.

Transformata Fourier a acestei funcţii corelaţie discrete va fi tocmai densitatea spectrală a procesului discret. Considerînd (1) şi aplicînd transformata Fourier, densitatea spectrală devine:

$$S^*(z) = \sum_{l=-\infty}^{\infty} R(lT)\, z^{-l}, \qquad (2)$$

unde $z = e^{pT} = e^{j\omega T}$.

Dacă perioada de repetiţie a impulsurilor tinde către zero, densitatea spectrală, înmulţită cu T, va tinde către densitatea spectrală a procesului continuu:

$$TS\ (e^{j\omega T}) \to S(\omega) \text{ pentru } T \to 0.$$

Ţinînd seamă de cazurile posibile ale funcţiei $R(lT)$, relaţia (2) poate fi scrisă astfel:

$$S^*(z) = R^*(z) + R^*(z^{-1}) - R(0), \qquad (3)$$

unde $R^*(z)$ reprezintă transformata z pentru funcţia:

$$f(t) = \begin{cases} R(t) & , t \geqslant 0 \\ 0 & , t < 0 \end{cases}. \qquad (4)$$

Rezultă că densitatea spectrală a procesului staţionar discret poate fi calculată cu ajutorul transformatei z pe baza funcţiei corelaţie a procesului continuu.

Aşa de exemplu funcţia corelaţie a fluctuaţiei amplitudinii semnalului reflectat de la avion are forma [3]:

$$R(\tau) = R(0)\, e^{-\alpha|\tau|} \cos \Omega\tau. \qquad (5)$$

Funcţia corelaţie a procesului aleator discret va fi:

$$R(nT) = R(0)\ e^{-\alpha|nT|} \cos \Omega nT. \qquad (6)$$

Utilizînd tabelele transformatei z, se determină funcţia corelaţie discretă corespunzătoare:

$$R^*(z) = R(0) \cdot \frac{z^2 - z\, e^{-\alpha T} \cos \Omega T}{z^2 - 2z\, e^{-\alpha T} \cos \Omega T + e^{-2\alpha T}}; \qquad (7)$$

$$R^*(z^{-1}) = R(0) \cdot \frac{1 - z\, e^{-\alpha T} \cos \Omega T}{1 - 2z\, e^{-\alpha T} \cos \Omega t + e^{2\alpha T} z^2}. \qquad (8)$$

Dacă se substituie (7) şi (8) în relaţia (3), se obţine relaţia de calcul a densităţii spectrale sub forma $S(z)$.

2. Trecerea semnalului aleator prin sistemele discrete

Dacă în relaţia de calcul a funcţiei corelaţie se introduce expresia semnalului la ieşirea sistemului în impulsuri:

$$e(nT) = T \sum_{l=0}^{\infty} K_0(lT)\, i(nT - lT), \qquad (9)$$

va rezulta expresia funcţiei corelaţie a semnalului la ieşire :

$$R_e(nT) = T \sum_{l_1=0}^{\infty} K_0(lT)\, T \sum_{l_2=0}^{\infty} K_0(lT) R_i(nT - l_1T + l_2T). \qquad (10)$$

De aici rezultă că, dacă la intrarea sistemului de reglare automată în impulsuri se aplică un semnal aleator staţionar, la ieşire semnalul luat numai în momentele de discretizare va fi de asemenea staţionar, deoarece funcţia corelaţie are ca variabilă diferenţa timpilor de discretizare. Cu toate acestea dacă analizăm semnalul de ieşire ca fiind continuu, în acest caz el nu mai este un proces staţionar. Pentru a arăta acest fapt este suficient ca în relaţia (1) să se introducă expresia semnalului de ieşire în momentul $mT + \sigma_1 T$:

$$e(mT + \sigma_1 T) = T \sum_{l_1=0}^{\infty} K_0(l_1 T + \sigma_1 T)\, i(mT - l_1 T), \quad 0 < \sigma_1 < 1 \qquad (11)$$

şi în momentul $mT + nT + \sigma_2 T$:

$$e(nT + mT + \sigma_2 T) = T \sum_{l_2=0}^{\infty} K_0(l_2 T + \sigma_2 T) i(mT - l_2 T + nT), \quad 0 < \sigma_2 < 1. \qquad (12)$$

Acest fapt poate fi analizat ca un sistem în care la ieşire ar fi două elemente discretizatoare (chei) K_1 şi K_2. Prima cheie K_1 dă semnal numai în momentele discrete :

$$t' = nT + \sigma_1 T,$$

iar a doua în momentele :

$$t''_{n+m} = nT + mT + \sigma_2 T.$$

Funcţia corelaţie a unui asemenea semnal discret se determină astfel :

$$R_e(nT, \sigma_1 T, \sigma_2 T) = \lim_{N \to \infty} \frac{1}{2N+1} \sum_{l=-N}^{N} e(lT + \sigma_1 T)\, e(lT + nT + \sigma_2 T).$$

Introducînd aici relaţia semnalului de la ieşire, se obţine :

$$R_e(nT, \sigma_1 T, \sigma_2 T) = T \sum_{l_1=0}^{\infty} K(l_1 T + \sigma_1 T)\, T \sum_{l_2=0}^{\infty} K(l_2 T + \sigma_2 T) R_i(nT + l_1 T - l_2 T). \qquad (13)$$

De aici rezultă că un astfel de proces nu va fi staţionar, deoarece funcţia lui corelaţie nu depinde numai de diferenţa variabilei.

Acest rezultat reprezintă urmarea directă a faptului că filtrul discret trebuie privit ca un sistem cu parametri variabili. Este clar că, dacă la intrarea unui astfel de sistem se dă un semnal aleator staţionar, la ieşirea lui semnalul va fi nestaţionar.

Dacă însă semnalul de la ieşirea sistemului se priveşte numai în momentele discrete de timp $t = nT + \sigma T$ pentru valori fixe σ, un asemenea sistem va avea procesul de la ieşire staţionar.

3. Caracteristicile statistice ale sistemelor automate în impulsuri

Să analizăm caracteristicile semnalului continuu la ieşirea sistemului automat în impulsuri. Aşa cum s-a mai arătat, dacă la intrarea sistemului acţionează un semnal aleator continuu staţionar, răspunsul sistemului va fi tot un semnal aleator dar nestaţionar. Dispersia semnalului la ieşirea sistemului, aşa cum se va arăta în continuare, este o funcţie de timp. Introducem în lucrarea de faţă noţiunile de funcţie de filtrare şi caracteristici numerice de filtrare. Acestea dau posibilitatea inginerilor proiectanţi de a aprecia proprietăţile de netezire a semnalelor discrete la trecerea lor prin sistemele de tipul arătat.

3.1. *Determinarea caracteristicilor statistice ale sistemelor în impulsuri*

Funcţia pondere $K_0(t)$ a sistemului automat în impulsuri (fig. 1) poate fi scrisă sub forma unei funcţii continue formată din segmente de dreaptă :

$$K_0(t) = \sum_{l=0}^{n} W_l(t - lT), \qquad (14)$$

unde $W_l(t)$ reprezintă o funcţie liniară în intervalul (O, T). În afara intervalului (O, T) :

$$W_l(t) \equiv 0. \qquad (15)$$

În momentele de închidere a cheii $t = lT$, în sistemul deschis (lanţul direct) se aplică impulsurile semnalului de acţionare. Între momentele de contact în intervalul lT, $(l + 1)\, T$

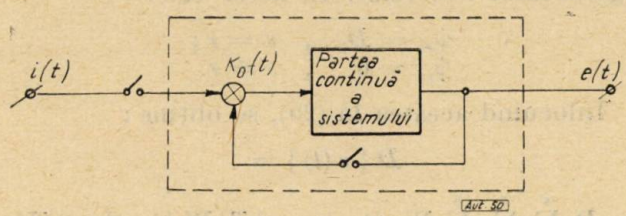


Fig. 1

sistemul funcţionează fără reacţie, deschis, avînd o mişcare liberă caracterizată doar de caracteristica sistemului în lanţ deschis $K(t)$ şi de condiţiile iniţiale în momentele $t = lT$.

Reacţia sistemului $e(t)$, a cărui funcţie pondere este $K_0(t)$, avînd la intrare un semnal

oarecare $i(t)$ se determină cu ajutorul formulei înfăşurătoarei :

$$e(t) = \sum_{r=0}^{-\infty} i(r\tau)\, K_0(t - rT), \qquad (16)$$

unde r este un număr întreg. Dacă se ia în considerare relaţia (14), se obţine :

$$e(t) = \sum_{r=0}^{-\infty} \sum_{l=0}^{n} i(rT)\, W_l[t - (r + l)\, T]. \qquad (17)$$

În continuare se va determina reacţia sistemului în impulsuri sub acţiunea semnalului aleator staţionar $i(t)$, dacă se cunoaşte că :

$$M\{i(-rT)\, i(-sT)\} = \begin{cases} \psi_{ss} = \sigma_i^2 ; \; s = 1, 2, 3, \ldots \\ \psi_{sr} = a ; \; |s - r| = 1 \\ \psi_{sr} = b ; \; |s - r| = 2 \\ \cdots\cdots\cdots \\ \cdots\cdots\cdots \end{cases} \qquad (18)$$

$$M\{i(rT)\} = 0,$$

unde $M\{\ \}$ înseamnă media pe ansamblu de valori, iar :

$$\left.\begin{array}{l} \sigma_i^2 = R_i(0) \\ a = R(T) \\ b = R(2T) \\ \cdots\cdots \\ x = R(lT) \end{array}\right\} \text{ reprezintă şirul de corelaţie a semnalului de la intrarea sistemului.}$$

Se calculează speranţa matematică $M\{e(t)\}$ şi dispersia $D\{e(t)\}$ a semnalului la ieşire :

$$M\{e(t)\} =$$

$$= \sum_{r=0}^{-\infty} \sum_{l=0}^{\infty} M\{i(rT)\}\, W_l[t - (r + l)T] \equiv 0 ; \qquad (19)$$

$$D\{e(t)\} = \sum_{s=0}^{\infty} \sum_{r=0}^{\infty} M\{i(-rT)\, i(-sT)\} \times$$

$$\times \sum_{m=0}^{n} \sum_{l=0}^{n} W_m[t - (m - s)\, T]\, W_l[t - (l - r)\, T]. \qquad (20)$$

Se calculează dispersia $D\{e\}$ pentru cazul zgomotului necorelat. În acest caz :

$$\begin{array}{ll} \psi_{sr} = D_i & , \quad s = r ; \\ \psi_{sr} = 0 & , \quad s \neq r. \end{array}$$

Înlocuind acestea în (20), se obţine :

$$D\{e(t)\} =$$

$$= D_i \sum_{s=0}^{\infty} \sum_{m=0}^{n} \sum_{l=0}^{n} W_m[t - (m - s)T]\, W_l[t - (l - s)T]. \qquad (21)$$

Luîndu-se în considerare condiţia (15) :

$$W_m[t - (m - s)\, T]\, W_l[t - (l - s)\, T] \equiv$$
$$\equiv 0 \text{ pentru } l \neq m$$

şi

$$D\{e(t)\} = D_i \sum_{s=0}^{\infty} \sum_{m=0}^{n} W_m^2[t - (m - s)]. \qquad (22)$$

Să analizăm $D\{e\}$ în intervalul de timp $(0, T)$:

$$D\{e(t)\}\,|_{(0,T)} = D_i \sum_{m=0}^{n} W_m^2(t).$$

În intervalul $(T, 2T)$:

$$D\{e(t)\}\,|_{(T,2T)} = D_i \sum_{m=0}^{n} W_m^2(t - T).$$

În mod corespunzător, în intervalul $lT, (l + 1)T$:

$$D\{e(t)\}\,|_{lT,(l+1)T} = D_i \sum_{m=0}^{n} W_m^2(t - lT).$$

Prin urmare, dispersia semnalului aleator nestaţionar la ieşirea sistemului de reglare automată în impulsuri sub acţiunea zgomotului necorelat reprezintă o funcţie de timp periodică cu perioada T. Pentru studierea unui sistem automat în impulsuri este suficient să se analizeze $D\{e\}$ pentru un singur interval $(0, T)$. Dacă se fac transformări analoge, se poate obţine relaţia dispersiei la ieşirea unui sistem de reglare automată în impulsuri pentru cazul în care la intrarea sistemului discret se aplică un semnal corelat :

$$D\{e(t)\}\,|_{(0,T)} = \sum_{r=0}^{n} \sum_{s=0}^{n} \psi_{rs}\, W_r(t)\, W_s(t). \qquad (23)$$

3.2. *Funcţia de filtrare*

Deoarece dispersia $D\{e\}$ caracterizează gradul de filtrare a semnalului aleator, vom numi dispersia normată la ieşire „funcţie de filtrare" :

$$F(t) = \frac{D\{e(t)\}}{D_i} \qquad (24)$$

sau :

$$F(t)\,|_{0,T} =$$

$$= \sum_{r=0}^{n} W_r^2(t) + \sum_{r=0}^{n} \sum_{\substack{s=0 \\ r \neq s}}^{n} \frac{\psi_{rs}}{\psi_{rr}} W_r(t)\, W_s(t). \qquad (25)$$

Pentru cazul zgomotului necorelat, expresia (25) se simplifică astfel :

$$F(t) = \sum_{r=0}^{n} W_r^2(t). \qquad (26)$$

Pentru majoritatea sistemelor practice de reglare automată în impulsuri se poate reprezenta aproximativ funcţia pondere sub forma unei linii frînte, în limitele unei aproximări acceptabile (fig. 2).

Pentru un sistem stabil cu o memorie $NT = (n + 1)\, Ts$, în cazul aproximaţiei făcute :

$$\left.\begin{aligned} W_0(t) &= k_1 \frac{t}{T} \\ W_1(t) &= (k_2 - k_1)\frac{t}{T} + k_1 \\ &\cdots\cdots\cdots\cdots \\ &\cdots\cdots\cdots\cdots \end{aligned}\right\}; \qquad (27)$$

$$W_{n-1}(t) = (k_n - k_{n-1})\frac{t}{T} + k_{n-1}, \qquad (28)$$

în care s-a notat :

$$k_1 = K_0(T);\ k_2 = K_0(2T);\ \ldots\ k_n = K_0(nT);\ k_{n+1} = 0.$$

În continuare se vor studia numai acele sisteme în impulsuri a căror funcţie pondere nu are discontinuităţi în punctele $t = nT$. Pen-

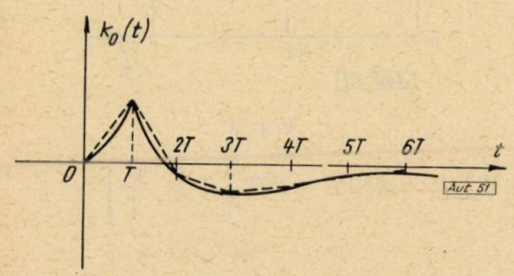


Fig. 2

tru cazul funcţiilor pondere discontinue se pot găsi uşor forme de aproximaţie păstrîndu-se metoda de apreciere a dispersiei prezentată în acest articol.

4. Calculul funcţiei de filtrare pentru cazul aproximaţiei liniare

Se determină funcţia de filtrare în cazul aproximării funcţiei pondere cu ajutorul unor segmente de dreaptă, cînd la intrarea sistemului stabil în impulsuri se aplică un zgomot alb. Astfel :

$$F(t) = \sum_{l=0}^{n} W_l^2(t), \qquad (29)$$

unde :

$$W_0^2(t) = k_1^2 \frac{t^2}{T^2}$$

$$W_1^2(t) = (k_2 - k_1)^2 \frac{t^2}{T^2} + k_1^2 + 2(k_2 - k_1)k_1 \frac{t}{T}$$

$$\cdots\cdots\cdots\cdots\cdots\cdots$$

$$\cdots\cdots\cdots\cdots\cdots\cdots$$

$$W_{n-1}^2(t) = (k_n - k_{n-1})^2 \frac{t^2}{T^2} + k_{n-1}^2 + 2(k_n - k_{n-1})k_{n-1}\frac{t}{T}$$

$$W_n^2(t) = k_n^2 + k_n^2 \frac{t^2}{T^2} - 2k_n^2 \frac{t}{T}.$$

Se observă că şi funcţia de filtrare este o funcţie periodică cu perioada T.

Să se calculeze acum valoarea maximă şi minimă a funcţiei de filtrare pentru care trebuie să se cerceteze valorile extreme ale funcţiei $F(t)$ în intervalul (O, T) :

$$\frac{dF(t)}{dt}\Big|_{O,T} = 0.$$

Deoarece :

$$\left.\begin{aligned} \frac{dW_0^2(t)}{dt} &= 2k_1^2 \frac{t}{T^2} \\ \frac{dW_1^2(t)}{dt} &= 2(k_2 - k_1)^2 \frac{t}{T^2} + 2k_1(k_2 - k_1)\frac{1}{T} \\ &\cdots\cdots\cdots\cdots\cdots\cdots \\ &\cdots\cdots\cdots\cdots\cdots\cdots \\ \frac{dW_{n-1}^2}{dt} &= 2(k_n - k_{n-1})^2 \frac{t}{T^2} + 2k_{n-1}(k_n - k_{n-1})\frac{1}{T} \\ \frac{dW_n^2(t)}{dt} &= 2k_n^2 \frac{t}{T^2} - \frac{2}{T}k_n^2, \end{aligned}\right\}, \qquad (30)$$

valoarea argumentului t în intervalul (O, T) pentru care $F(t)$ ia o valoare extremă se determină cu ajutorul relaţiei :

$$t = T\frac{k_1^2 - k_1k_2 + k_2^2 - k_2k_3 + k_3^2 + \ldots + k_n^2}{2(k_1^2 - k_1k_2 + k_2^2 + \ldots + k_n^2)} = 0{,}5\ T.$$

Întrucît $\dfrac{d^2F(t)}{dt^2}\Big|_{t=0,5T} > 0$, rezultă că în punctul $t = 0{,}5\ T$ funcţia $F(t)$ are un minim.

Se determină valoarea minimă a funcţiei $F(t)$. Din (30) rezultă :

$$W_0^2(0{,}5) = k_1^2\, 0{,}25$$
$$W_1^2(0{,}5) = (k_2 - k_1)^2\, 0{,}25 + k_2k_1$$
$$\cdots\cdots\cdots\cdots\cdots\cdots$$
$$\cdots\cdots\cdots\cdots\cdots\cdots$$
$$W_n^2(0{,}5) = k_n^2\, 0{,}25.$$

Prin urmare :

$$\min F(t) = F(0{,}5\ T) = 0{,}5\ k_1^2 + 0{,}5\ k_1k_2 + 0{,}5\ k_2^2 + 0{,}5\ k_2k_3 + \ldots + 0{,}5\ k_n^2. \qquad (31)$$

Valorile cele mai mari ale funcţiei $F(t)$ se obţin la valorile limită ale intervalelor, adică pentru valorile argumentului $t = lT$; $l = 0, 1, 2, 3, \ldots$ pentru care :

$$\max F(t) = F(0) = F(t) = k_1^2 + k_2^2 + k_3^2 + k_4^2 + \ldots + k_n^2. \qquad (32)$$

În cazul funcţiei pondere aproximată cu o linie frîntă, dispersia ca şi funcţia de filtrare reprezintă o funcţie periodică cu perioada T. Cea mai mare valoare a funcţiei date se obţine la limitele segmentelor, iar valorile minime vor avea loc în mijlocul intervalelor T.

Dacă funcţia pondere este aproximată sub forma unor segmente de linii, dar nu neapărat drepte, funcţia de filtrare va lua totuşi valori

maxime în punctele limită ale segmentelor. Punctele de minim pot însă fi deplasate de la mijlocul perioadelor T. Această deplasare este cu atît mai mică cu cît funcţia pondere este mai fidel aproximată cu ajutorul segmentelor de linii (curbe sau drepte).

5. Caracteristicile numerice ale sistemelor fără inerţie

Ca ultim exemplu se vor analiza caracteristicile numerice ale unui sistem automat în impulsuri, fără inerţie, al cărui restabilizator este de ordinul zero (fig. 3).

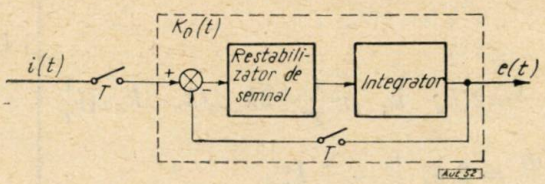


Fig. 3

Partea continuă a sistemului este formată dintr-un integrator ideal cu o caracteristică de transfer :

$$K_i(p) = \frac{K}{p}.$$

Prin urmare caracteristica de transfer a sistemului descris va fi :

$$K_d(p) = \frac{K(1 - e^{-pT})}{p^2}.$$

Caracteristica de transfer a sistemului deschis în forma transformatei „z" este :

$$K_d(z) = \frac{KT}{z - 1},$$

iar a sistemului închis :

$$K_i(z) = \frac{KT}{z - 1 + KT}. \qquad (33)$$

Dacă se scrie acum (33) în serie după gradul invers al lui „z", se obţine :

$$K_i(z) = KTz^{-1} - KT(KT - 1)z^{-2} + KT(KT - 1)^2 z^{-3} + \ldots \qquad (34)$$

Dacă se trece acum la funcţia pondere [5] :

$$K_0(t) = \sum_{l=0}^{n} W_l(t - lT),$$

se obţine :

$$W_0(t) = Kt$$
$$W_1(t) = -KT(Kt - 1)$$
$$W_2(t) = KT(KT - 1)(Kt - 1)$$
$$\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots$$
$$\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots$$
$$W_s(t) = (-1)^{s-1}(KT - 1)^s (Kt - 1).$$

Notînd acum $KT = k$, se obţine :

$$W_0^2(t) = k^2 \frac{t^2}{T^2}$$

$$W_1^2(t) = k^2\left[1 - \frac{kt}{T}\right]^2$$

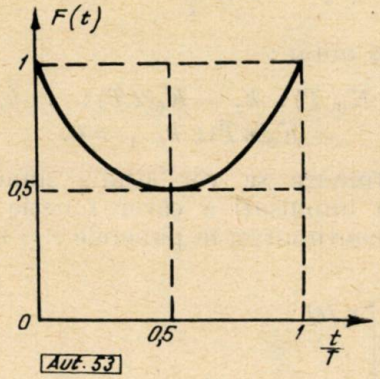


Fig. 4

$$W_2^2(t) = k^2[1 - k]^2 \cdot \left[1 - \frac{kt}{T}\right]^2$$
$$\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots$$
$$\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots$$
$$W_s^2(t) = W_{s-1}^2(t)\ [1 - k]^2.$$

Prin urmare :

$$\sum_{l=0}^{n} W_l^2(t) = W_0^2(t) + W_l^2(t)\ [q^0 + q^2 + q^3 + \ldots], \qquad (35)$$

unde s-a notat $q = (1 - k)^2$.

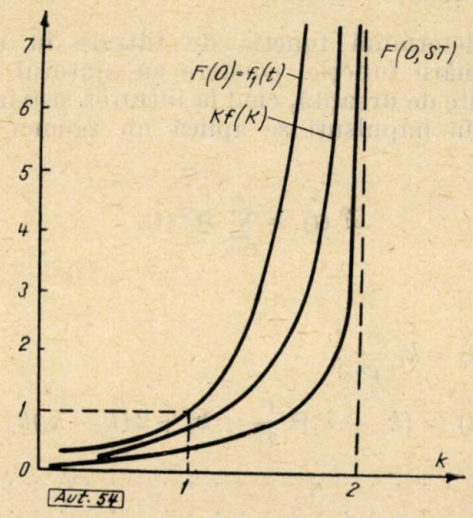


Fig. 5

Pentru sistemele stabile $k < 2$ se va obţine :

$$\sum_{l=0}^{n} W_l^2(t) = W_0^2(t) + \frac{W_l^2(t)}{2k - k^2} \qquad (36)$$

sau în sfîrşit :

$$F(t) = k^2 \frac{t^2}{T^2} + \frac{k\left[1 - \frac{kt}{T}\right]^2}{2-k}. \qquad (37)$$

Caracteristicile numerice ale funcţiei de filtrare se determină prin :

$$F_{max}(t) = F(0) = \frac{k}{2-k}; \qquad (38)$$

$$F_{min}(t) = F(0{,}5) = 0{,}25k^2 + \frac{k[1 - k + 0{,}25k^2]}{2-k}; \qquad (39)$$

$$K_f = \frac{1}{T}\int_0^T F(t)\,dt = \frac{k^2}{3} + \frac{k\left[1 - k + \frac{k^2}{3}\right]}{2-k}. \qquad (40)$$

Pentru cazul particular în care $k = 1$ a fost trasată funcţia de filtrare a sistemului (fig. 4).

Din figura 4 rezultă forma parabolică a funcţiei de filtrare avînd valori maxime pentru $t = 0$ şi $t = T$ şi minime pentru $t = 0{,}5\ T$.

În figura 5 sînt date curbele de dependenţă ale relaţiilor (38)—(40) faţă de valoarea coeficientului adimensional $k = KT$.

Amintim că pentru oricare $k < 2$ există inegalitatea $F_{min} < K_f < F_{max}$. Pentru cazul particular în care $k = 2$, toate curbele tind spre infinit, deoarece în acest caz sistemul devine instabil.

În concluzie rezultă că la ieşirea sistemelor discrete liniare va rezulta o funcţie nestaţionară chiar în cazul în care mărimea de intrare este o funcţie staţionară. Aceasta înseamnă că, indiferent de natura semnalului la intrare şi de compoziţia sistemului (liniar sau neliniar), ieşirea sistemelor discrete este o funcţie nestaţionară.

Funcţia de filtrare reprezintă dispersia normată a semnalului de ieşire.

Deoarece semnalul de ieşire este nestaţionar, funcţia de filtrare nu va fi o mărime constantă în timp. Forma acesteia va fi variabilă în intervalele dintre momentele de contact ale cheii, iar între pulsaţii va avea în general valori mai mici.

Metoda funcţiei de filtrare, introdusă pentru analiza sistemelor discrete, permite executarea calculelor inginereşti ale sistemelor automate discrete, avînd tot timpul imaginea fizică a mărimilor calculate.

BIBLIOGRAFIE

[1] Ardelean, Gh. *Aprecierea statistică a semnalelor aleatoare de radiolocaţie, reflectate de la ţintele aeriene.* In : Buletinul A.M.G., nr. 2, partea a II-a, 1963.

[2] Solodovnikov, V. V. *Statisticeskaia dinamika lineinîh sistem avtomaticeskogo upravlenia.* Moscova, 1960.

[3] James, H. M., Nichols, N. B. şi Philips, R. S. *Teoria slediaşcih sistem.* Moscova, 1951.

[4] Ardelean, Gh. şi Ciupitu, C. *Calculul sistemului de reglare automată a frecvenţei din staţiile de reglare automată în impulsuri.* Comunicare la sesiunea ştiinţifică a A.M.G., 1963.

[5] Ardelean, Gh. *Aprecierea regimului nestaţionar al sistemelor automate discrete sub acţiunea semnalelor fluctuante staţionare.* Comunicare la sesiunea ştiinţifică a A.M.G., 1964.

[6] Korobov, N. N. *Statisticeskie harakteristiki impulsnîh slediaşcih sistem.* In : Trudî ARTA, nr. 51, 1961.

[7] Perov, B. P. *Statisticeskii sintez impulsnîh sistem.* Moscova, 1959.

[8] Laning, J. H. şi Battin, R. H. *Random processes in automatic control.* New York, 1956.

Ing. MIOARA CĂLUŞIŢĂ

Locul rădăcinilor ecuaţiei caracteristice a sistemelor cu timp mort

Datorită proprietăţii locului rădăcinilor de a reprezenta direct atît caracteristicile de frecvenţă ale sistemului, cît şi caracteristicile regimului său tranzitoriu, analiza şi sinteza sistemelor cu reacţie prin metodele care folosesc locul rădăcinilor au o largă utilizare.

Aceste metode, aşa cum sînt elaborate, pot fi folosite la sistemele la care se poate aplica metoda lui Evans de trasare a locului rădăcinilor, adică la sistemele care au funcţia de transfer în circuit deschis o funcţie raţională de s [1], [2], [3], [4].

În cazul sistemelor de reglare a proceselor, sisteme în care obiectul de reglat se aproximează de obicei ca avînd o constantă de timp de întîrziere şi un timp mort, metoda lui Evans nu mai este aplicabilă. Aceste sisteme se compensează pe baza unor recomandări deduse prin calcule laborioase, experimentări pe modele sau pe instalaţie [6], [7], [8], metode foarte utile în practică, dar care sînt mult mai puţin sugestive şi capătă adesea aspectul unor recomandări empirice.

Extinderea metodei lui Evans şi deducerea unor reguli de trasare a locului rădăcinilor pentru cazul cînd sistemul are un timp mort, deci ecuaţia caracteristică a sistemului este transcendentă [5], deschid drumul utilizării metodei locului rădăcinilor la optimizarea circuitelor de reglare a proceselor.

1. Definiţii

Fie un sistem cu reacţie ca în figura 1. Funcţia lui de transfer este :

$$\frac{X_e(s)}{X_i(s)} = \frac{G_d(s)}{1 + G_d(s)}. \tag{1}$$

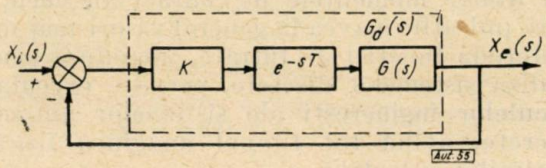


Fig. 1. Schema bloc simplificată a unui sistem cu reacţie cu timp mort.

În expunerea de faţă se consideră cazurile în care funcţia de transfer a sistemului în circuit deschis este de forma :

$$G_d(s) = Ke^{-sT} G(s). \tag{2}$$

Aceasta corespunde la trei elemente montate în cascadă ca în figura 1 : un element amplificator, un element cu timp mort şi un element cu constante de timp de întîrziere şi avans.

Elementul amplificator are ca funcţie de transfer o constantă K egală cu amplificarea în circuit deschis. Aceasta va fi numită mai jos pe scurt amplificare.

Elementul cu timp mort are funcţia de transfer e^{-sT} unde T este timpul mort sau de transport al sistemului în circuit deschis. Dacă la intrarea unui astfel de element se aplică semnalul $f(t)$, la ieşire se obţine $f(t-T)$.

Elementul cu constante de timp are ca funcţie de transfer $G(s)$ o funcţie raţională de s (raportul a două polinoame în s cu coeficienţi reali) :

$$G(s) = \frac{s^Z + a_{Z-1}s^{Z-1} + \ldots + a_0}{s^P + b_{P-1}s^{P-1} + \ldots + b_0} \tag{3}$$

sau :

$$G(s) = \frac{\prod_{i=1}^{Z}(s + z_i)}{\prod_{j=1}^{P}(s + p_j)}; \tag{4}$$

cu $-z_i$ s-au notat zerourile, iar cu $-p_j$ polii lui $G(s)$. Întrucît acestea sînt rădăcinile unor ecuaţii cu coeficienţi reali, pot fi numere reale sau perechi de numere complex conjugate. Se vede că P reprezintă numărul polilor, iar Z numărul zerourilor funcţiei $G(s)$.

În automatică se utilizează şi coeficienţii erorii statice de poziţie, de viteză sau de acceleraţie care sînt adimensionali şi se vor numi mai jos şi coeficienţi de amplificare de poziţie, viteză etc.

În prezentarea de faţă aceştia se notează cu H_q şi se definesc la fel ca la sistemele fără timp mort :

$$H_q = \lim_{s \to 0} s^q G_d(s). \tag{5}$$

Pentru o funcţie $G_d(s)$ dată există o singură valoare H_q finită şi nenulă. Aceasta corespunde unui q egal cu ordinul de multiplicitate a polului $s = 0$ al funcţiei $G_d(s)$. La $q = 0$ corespunde H_0 care se numeşte coeficientul de amplificare de poziţie, la $q = 1$, H_1 coeficientul de amplificare de viteză etc.

Înlocuind (2) şi (4) în (5) se obţine :

$$H_q = K \frac{\prod_{\substack{i=1 \\ z_i \neq 0}}^{Z} z_i}{\prod_{\substack{j=1 \\ p_j \neq 0}}^{P} p_j}. \tag{6}$$

Aşa cum se vede din (6) produsele sînt extinse asupra polilor şi zerourilor nenule, luate cu semn schimbat.

Din (1) se obţine :

$$[1 + G_d(s)]\, X_e(s) = G_d(s)\, X_i(s). \tag{7}$$

În expunerea de faţă se numeşte ecuaţia caracteristică a sistemului cu reacţie cu timp mort :

$$1 + G_d(s) = 0. \tag{8}$$

Înlocuind pe $G_d(s)$ cu expresia din (2) :

$$1 + Ke^{-sT} G(s) = 0. \tag{9}$$

Ţinînd seamă de (3) se vede că membrul stîng al lui (9) este de formă cvasipolinomială.

În expunerea de faţă se numeşte locul rădăcinilor sistemului cu reacţie cu timp mort, locul descris de soluţiile ecuaţiei sale caracteristice (9) în planul complex, atunci cînd amplificarea în circuit deschis variază de la 0 la $+\infty$. Locul rădăcinilor se consideră orientat în sensul creşterii valorilor lui K.

Dacă s este de forma :

$$s = x + jy, \tag{10}$$

atunci locul rădăcinilor este reprezentarea grafică a funcţiei :

$$x = f(\xi),\ y = g(\xi), \tag{11}$$

cînd s satisface ecuaţia (9).

Ecuaţia (9) poate fi scrisă şi sub forma :

$$e^{-sT} G(s) = -\frac{1}{K}. \tag{12}$$

Ţinînd seamă de (3), expresia (12) devine :

$$e^{-sT} \frac{s^Z + a_{Z-1}s^{Z-1} + \ldots + a_0}{s^P + b_{P-1}s^{P-1} + \ldots + b_0} = -\frac{1}{K}. \tag{13}$$

Ţinînd seamă de (4), (12) devine :

$$e^{-sT}\frac{\prod_{i=1}^{Z}(s+z_i)}{\prod_{j=1}^{P}(s+p_j)} = -\frac{1}{K}; \qquad (14)$$

(14) reprezintă două condiţii, una de fază şi una de amplitudine.

Condiţia de fază este :

$$\angle\, e^{-sT}\frac{\prod_{i=1}^{Z}(s+z_i)}{\prod_{j=1}^{P}(s+p_j)} = (2n+1)\,180°. \qquad (15)$$

Se ştie că e^{-sT} are argumentul exprimat în radiani egal cu yT. Prin y s-a notat partea imaginară a lui s.

Exprimînd în grade :

$$\angle\, e^{-sT} = -yT\frac{180°}{\pi}. \qquad (16)$$

Ţinînd seamă de (16), (15) se poate scrie :

$$\sum_{i=1}^{Z}\angle\,(s+z_i) - \sum_{j=1}^{P}\angle\,(s+p_j) - yT\frac{180°}{\pi} = (2n+1)\,180°. \qquad (17)$$

Condiţia de amplitudine este :

$$\left| e^{-sT}\frac{\prod_{i=1}^{Z}(s+z_i)}{\prod_{j=1}^{P}(s+p_j)} \right| = \frac{1}{K}. \qquad (18)$$

Această condiţie poate fi exprimată şi :

$$K = e^{xT}\frac{\prod_{j=1}^{P}|s+p_j|}{\prod_{i=1}^{Z}|s+z_i|}. \qquad (19)$$

Prin x s-a notat partea reală a lui s.

Locul rădăcinilor este determinat de condiţia de fază (17), deoarece ea nu depinde de amplificarea K. Condiţia de amplitudine (19) permite numai o etalonare a locului rădăcinilor în funcţie de K.

2. Semnificaţia rădăcinilor ecuaţiei caracteristice

Ţinînd seamă de (2), (7) devine :

$$[1+Ke^{-sT}G(s)]\,X_e(s) = Ke^{-sT}G(s)\,X_i(s). \qquad (20)$$

Înlocuind pe $G(s)$ cu expresia sa din (3), se obţine :

$$[s^P+b_{P-1}s^{P-1}+\ldots+b_0+Ke^{-sT}(s^Z+a_{Z-1}s^{Z-1}+\ldots+a_0)]\,X_e(s) = Ke^{-sT}(s^Z+a_{Z-1}s^{Z-1}+\ldots+a_0)\,X_i(s). \qquad (21)$$

Notînd :

$$b_P = 1, \qquad c_{Z-i} = Ka_{Z-i}, \qquad (22)$$

ecuaţia (21) se poate scrie :

$$\left[\sum_{j=0}^{P} b_j s^j + e^{-sT}\sum_{q=0}^{Z} c_q s^q\right] X_e(s) = e^{-sT}\sum_{q=0}^{Z} c_q s^q\, X_i(s). \qquad (23)$$

Aşa cum s-a definit, ecuaţia caracteristică a sistemului cu reacţie cu timp mort este cvasipolinomul $D(s)$ care înmulţeşte pe $X_e(s)$ egalat cu zero, adică :

$$D(s) = \sum_{j=0}^{P} b_j s^j + e^{-sT}\sum_{q=0}^{Z} c_q s^q = 0. \qquad (24)$$

Aplicînd ecuaţiei (23) transformata Laplace inversă se obţine ecuaţia următoare în funcţie de timp :

$$\sum_{j=0}^{P} b_j\frac{d^j x_e(t)}{dt^j} + \sum_{q=0}^{Z} c_q\frac{d^q x_e(t-T)}{dt^q} = \sum_{q=0}^{Z} c_q\frac{d^q x_i(t-T)}{dt^q}; \qquad (25)$$

$x_i(t)$ fiind funcţia forţată, adică semnalul aplicat sistemului, expresia din membrul drept este cunoscută şi se notează :

$$\sum_{q=0}^{Z} c_q\frac{d^q x_i(t-T)}{dt^q} = w(t). \qquad (26)$$

Ecuaţia (25) se poate scrie :

$$\sum_{j=0}^{P} b_j\frac{d^j x_e(t)}{dt^j} + \sum_{q=0}^{Z} c_q\frac{d^q x_e(t-T)}{dt^q} = w(t). \qquad (27)$$

Se poate demonstra [9] următoarea teoremă.

Teorema 1. Dacă b_j şi c_j sînt constante, dacă $b_P \neq 0$ şi $P > Z$, fiind dată $\frac{d^P x_e(t)}{dt^P}$ integrabilă şi într-un punct fix t_0 astfel încît $-T < t_0 < 0$, fiind date mărimile $x_e^{(j)}(t_0)$ pe care le iau $\frac{d^j x_e(t)}{dt^j}$ pentru $j = 0,1,\ldots P-1$, fiind dată de asemenea $w(t)$ integrabilă cu variaţie mărginită în funcţie de t pentru orice interval finit din domeniul $t \geqslant 0$, ecuaţia (27) are o soluţie unică $x_e(t)$, astfel încît $\frac{d^P x_e(t)}{dt^P}$ este integrabilă şi cu variaţie finită în orice interval finit din domeniul $-T \leqslant t$. Pentru $j = 0,1,\ldots P-1$ derivatele $\frac{d^j x_e(t)}{dt^j}$ sînt continue în $-T \leqslant t$.

Pentru $-T \leqslant t < 0$ şi $j = 0, 1, \ldots P-1$, $\frac{d^j x_e(t)}{dt^j}$ se dezvoltă după formula :

$$\frac{d^j x_e(t)}{dt^j} = \sum_{\lambda=j}^{P-1}\left(\frac{d^\lambda x_e}{dt^\lambda}\right)_{t=t_0}\frac{(t-t_0)^{\lambda-j}}{(\lambda-j)!} + \int_{t_0}^{t}\frac{(t-\tau)^{P-1-j}}{(P-1-j)!}\frac{d^P x_e(\tau)}{d\tau^P}\,d\tau. \qquad (28)$$

Pentru $t \geqslant 0$, $x_e(t)$ se dezvoltă după formula:

$$x_e(t) = \sum_j \frac{\mu_j e^{s_j t}}{D^{(\mu_j)}(s_j)} \left[\int_0^t e^{-s_j \tau} w(\tau)(t-\tau)^{\mu_j - 1} d\tau + \right.$$

$$+ \int_{-T}^{0} e^{-s_j \tau} \frac{d^P x_e(\tau)}{d\tau^P} (t-\tau)^{\mu_j - 1} d\tau +$$

$$+ \sum_{i=1}^{P-1} b_i \int_{-T}^{0} e^{-s_j \tau} \frac{d^i x_e(\tau)}{d\tau^i} (t-\tau)^{\mu_j - 1} d\tau +$$

$$+ e^{s_j T} \sum_{i=0}^{P-1} \left(\frac{d^i x_e(\tau)}{d\tau^i} \right)_{\tau = -T} \left\{ \sum_{\lambda=i+1}^{P} b_\lambda \left(s_j + \right. \right.$$

$$\left. + \frac{\partial}{\partial T} \right)^{\lambda - 1 - i} (t+T)^{\mu_j - 1} +$$

$$\left. + \sum_{\lambda=i+1}^{Z} c_\lambda e^{-s_j T} \left(s_j + \frac{\partial}{\partial T} \right)^{\lambda - 1 - i} (t)^{\mu_j - 1} \right\} \Bigg], \qquad (29)$$

unde Σ_j se efectuează pentru toate soluţiile s_j ale ecuaţiei caracteristice (24), soluţii infinite ca număr (aşa cum se va arăta mai jos). Cu μ_j se notează ordinul de multiplicitate al rădăcinii s_j, cu $D^{(\mu_j)}(s_j)$ derivata de ordinul μ_j a ecuaţiei caracteristice în punctul $s = s_j$.

Se arată [9] că dacă $w(t)$ satisface unele condiţii de analiticitate (condiţii care corespund semnalelor utilizate în practică) şi $P > 0$, Z fiind oarecare, teorema 1 este valabilă şi soluţia (29) converge absolut şi uniform pe orice interval finit în domeniul $t \geqslant 0$.

Studiind relaţia (29) se constată că regimul liber este de forma:

$$x_e(t) = \sum_j e^{s_j t} \sum_{j=0}^{\mu_j - 1} C_{j_i} t^i . \qquad (30)$$

Se vede că (30) este de acelaşi tip cu soluţia ecuaţiei diferenţiale ordinare cu coeficienţi constanţi, cu singura deosebire că, în acest caz, mulţimea de rădăcini ale ecuaţiei caracteristice s_j pentru care se efectuează însumarea este infinită.

Termenii din formula (30) sînt cu atît mai importanţi cu cît corespund unor rădăcini s_j care au partea reală mai mare (care sînt situate mai la dreapta în planul complex). În adevăr se observă că, la fel ca în cazul sistemelor fără timp mort, dacă ecuaţia caracteristică are rădăcini cu partea reală pozitivă (situate în semiplanul drept), acestora le corespund în formula (30) termenii crescători în timp, deci sistemul este nestabil. Rădăcinilor ecuaţiei caracteristice situate în semiplanul stîng le corespund termeni cu atît mai importanţi cu cît aceste rădăcini au partea reală în valoare relativă mai mare (sînt situate mai aproape de axa imaginară), deoarece acestora le corespund termenii mai slab amortizaţi. Cu alte cuvinte, proprietăţile sistemului sînt caracterizate după poziţia în semiplanul complex a rădăcinilor celor mai din dreapta, deoarece acestora le corespund termenii cei mai slab amortizaţi în răspunsul sistemului. Deşi ecuaţia caracteristică are un număr infinit de rădăcini, aceste rădăcini (cele mai din dreapta) sînt în număr finit, aşa cum rezultă din teorema 2 [9].

Teorema 2. Dacă $P > Z$, atunci pentru un număr real oarecare dat există un număr finit de rădăcini ale ecuaţiei caracteristice (24), a căror parte reală depăşeşte acest număr [9].

Dacă locul rădăcinilor a fost trasat în planul complex (partea imaginară în ordonată, partea reală a rădăcinii reprezentată în abscisă) şi etalonat în K, rădăcinile ecuaţiei caracteristice se pot evalua direct din reprezentarea grafică. Întrucît ecuaţia caracteristică are un număr infinit de rădăcini, reprezentarea va avea un număr infinit de ramuri, dar în baza teoremei 2 este suficient să se ia în considerare numai un număr finit de ramuri, şi anume acelea care sînt mai apropiate de origine.

La fel ca şi în cazul sistemelor liniare fără timp mort, în cazul rădăcinilor complexe modulul vectorului dus din origine în punctul considerat reprezintă pe ω_n, pulsaţia proprie de rezonanţă a sistemului, iar cosinusul unghiului făcut de acest vector cu semiaxa reală negativă reprezintă pe ζ, factorul de amortizare corespunzînd perechii de rădăcini considerate.

3. Construirea locului rădăcinilor pentru sistemul cu timp mort şi o constantă de timp de întîrziere

Pentru ilustrarea celor arătate se consideră sistemul avînd:

$$G_d(s) = \frac{K e^{-sT_m}}{s + \frac{1}{T_p}} . \qquad (31)$$

În multe cazuri se consideră că această funcţie de transfer aproximează suficient de bine procesele industriale curente [6], [7]. Astfel un proces tehnologic avînd răspunsul la semnal treaptă de forma arătată în figura 2 poate fi considerat ca avînd o funcţie de transfer de tipul (31). În literatură se indică diferite metode de estimare a parametrilor K, T_m şi T_p, folosind răspunsul obiectului studiat la semnal treaptă. După o metodă foarte utilizată [6], [7], se duc la curba de răspuns tangenta de pantă maximă şi o paralelă la axa absciselor tangentă la curbă în punctul în care atinge valoarea staţionară, ca în figura 2. Se notează cu O momentul aplicării semnalului treaptă, cu A intersecţia tangentei de pantă maximă cu axa absciselor, cu O' intersecţia tangentei în punctul de valoare staţionară cu verticala prin O, şi cu B intersecţia tangentei pe pantă maximă cu tangenta în punctul de regim staţionar.

Cu aceste notaţii se obişnuieşte să se considere $T_m = \overline{OA}$ şi $T_p = \overline{O'B} - \overline{OA}$. $H_{0,p}$, coeficientul de amplificare al procesului, este raportul dintre valoarea staţionară a răspunsului procesului (notată în figura 2 cu $\overline{OO'}$) şi mărimea

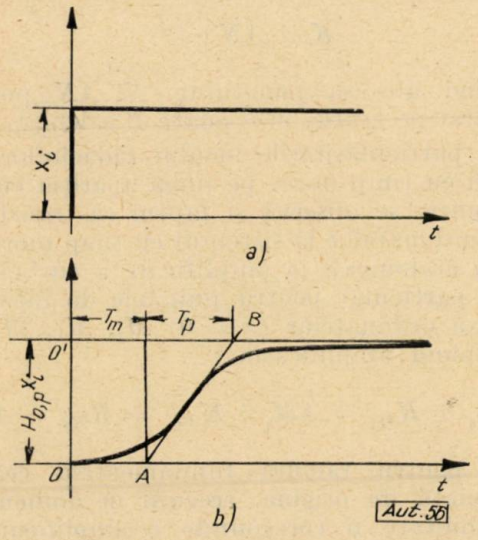


Fig. 2. Răspunsul unui proces tehnologic la semnal treaptă:
a) semnalul aplicat la intrare;
b) răspunsul procesului.

semnalului treaptă aplicat la intrare. Dacă se reglează acest proces cu un regulator proporţional, funcţia de transfer în circuit deschis este (31), în care K este produsul dintre amplificarea regulatorului şi amplificarea procesului.

Aplicînd formula (17) se obţine ecuaţia locului rădăcinilor acestui sistem de reglare:

$$-\sqrt{s+\frac{1}{T_p}}-(imag\ s)T\frac{180^\circ}{\pi}=(2n+1)180^\circ. \quad (32)$$

Pentru reprezentarea grafică a ecuaţiei (32) se trasează familiile de curbe:

$$\alpha = -\sqrt{s+\frac{1}{T_p}} \quad (33)$$

şi

$$\beta = -yT_m\frac{180^\circ}{\pi}, \quad (34)$$

apoi se construieşte punct cu punct locul rădăcinilor, adică se trasează punctele care satisfac relaţia:

$$\alpha + \beta = (2n+1)\,180^\circ. \quad (35)$$

Întrucît în acest caz este posibil, este mai convenabil să se construiască o curbă standard, care apoi să poată fi particularizată în fiecare caz.

Pentru construirea curbei standard se vede că $s + \frac{1}{T_p}$ este vectorul dus din polul $-\frac{1}{T_p}$ în punctul corespunzînd lui s considerat (coordonatele x, y definite prin (10)). Ecuaţia (33) reprezintă o familie de drepte care trec prin polul $-\frac{1}{T_p}$, α fiind egal cu minus unghiul dreptei

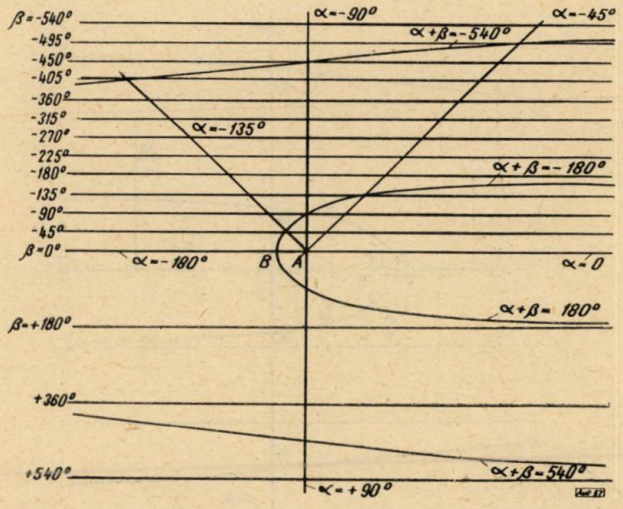


Fig. 3. Locul rădăcinilor standard pentru sistemul avînd

$$G_d(s) = \frac{Ke^{-sT_m}}{s+\frac{1}{T_p}}.$$

cu axa absciselor. În figura 3 se trasează axa absciselor şi pe aceasta se ia un punct A ales arbitrar, care corespunde polului $-\frac{1}{T_p}$. Prin acest punct se trasează familia de drepte (33), aşa cum s-a arătat mai sus. Familia de curbe (34) este formată din drepte paralele cu axa absciselor. Ecuaţia (34) fiind de forma $\beta = -My$, unde y este definit de (10), iar M este o constantă, se alege pe scara ordonatelor o scară convenabilă pentru $-\beta$ şi se trasează familia de drepte (34). Se unesc punctele corespunzînd intersecţiei curbelor pentru care:

$$\alpha + \beta = -180^\circ \quad (36)$$

şi se obţine o ramură a curbei căutate. Trasînd curba simetrică acesteia faţă de axa absciselor, se obţine ramura corespunzînd la $\alpha + \beta = 180^\circ$. În figura 3 s-au construit şi ramurele curbei corespunzînd la $\alpha + \beta = -540^\circ$ şi $\alpha + \beta = +540^\circ$, care sînt simetrice între ele faţă de axa absciselor.

Pentru utilizarea curbei standard într-un caz concret trebuie să se stabilească unitatea de măsură şi poziţia axei ordonatelor. Pentru deducerea unităţii de măsură în figura 4 s-a redesenat o porţiune din curba standard trasată. S-au notat cu A polul , cu B punctul în care curba părăseşte axa absciselor, cu C un punct de pe curbă infinit vecin, cu δ unghiul

BAC măsurat în grade. Dacă δ este suficient de mic :

$$\overline{BC} \approx \frac{\delta\pi}{180^\circ}\overline{AB}. \qquad (37)$$

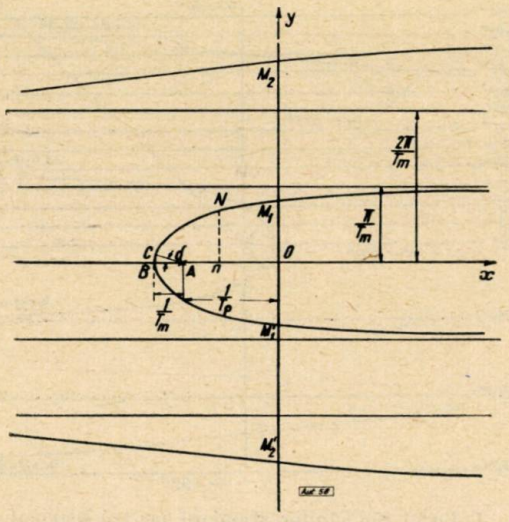


Fig. 4. Locul rădăcinilor pentru sistemul avînd

$$G_d(s) = \frac{Ke^{-sT_m}}{s + \frac{1}{T_p}}.$$

Punctul C, conform celor arătate, corespunde unei curbe din familia α, pentru care :

$$\alpha = -180^\circ + \delta, \qquad (38)$$

şi unei curbe din familia β. Dacă δ este suficient de mic :

$$y = \overline{BC}. \qquad (39)$$

Înlocuind (39) în (34) se obţine :

$$\beta = -\overline{BC}\, T_m \frac{180^\circ}{\pi}. \qquad (40)$$

Întrucît C aparţine locului rădăcinilor, relaţia (36) este satisfăcută, deci :

$$-180^\circ + \delta - \overline{BC}\, T_m \frac{180^\circ}{\pi} = -180^\circ, \qquad (41)$$

şi înlocuind valoarea lui $\overline{BC}$ din (37) se obţine :

$$\overline{AB} = \frac{1}{T_m}. \qquad (42)$$

În baza relaţiei (42) se stabileşte unitatea de măsură pe curba trasată. Cunoscînd această unitate se trasează axa ordonatelor la dreapta polului, la distanţa :

$$\overline{AO} = \frac{1}{T_p}. \qquad (43)$$

Etalonarea curbei trasate în valorile parametrului K se poate face direct folosind formula (19) sau pe bază de tabele.

Aplicînd formula (19) se vede că unui punct N oarecare de pe curbă îi corespunde amplificarea :

$$K = \overline{AN}\, e^{xT_m}, \qquad (44)$$

x fiind abscisa punctului N. $\overline{AN}$ poate fi măsurat pe grafic, e^{xT_m} poate fi calculat.

La particularităţile locului rădăcinilor sistemului cu timp mort, pe lîngă apariţia curbelor armonice, se observă şi faptul că translatarea axei ordonatelor la sistemul cu timp mort afectează etalonarea în amplificare a curbei.

În particular pentru punctele de intersecţie cu axa ordonatelor ($x = 0$) M_1, M'_1, M_2, M'_2, corespund amplificările :

$$K_{M_1} = K_{M'_1} = \overline{AM}_1 \; ; \; K_{M_2} = K_{M'_2} = \overline{AM}_2,$$

deci pentru ramura fundamentală cea mai apropiată de origine, trecerii în domeniul de instabilitate îi corespunde o amplificare mai mică decît celorlalte ramuri, deoarece $\overline{AM}_1 = K_{M_1} < \overline{AM}_2 = K_{M_2}$. Se vede deci că dacă pentru o anumită amplificare pe ramura fundamentală corespunde o soluţie stabilă, atunci şi pe celelalte ramuri (pe care le vom numi şi ramuri armonice) corespund tot soluţii stabile pentru sistem, ceea ce confirmă teorema 2.

Comparînd ramura fundamentală cu locul rădăcinilor sistemului fără timp mort, se vede că apariţia timpului mort modifică curba ca şi cum ar introduce un pol la $(-\infty, j0)$ şi două zerouri simetrice la $\left(+\infty, \pm j\frac{\pi}{T_m}\right)$.

La sistemele cu timp mort chiar şi pentru $G(s)$ de ordinul 1, pentru amplificare mai mare decît K_B (amplificarea corespunzînd punctului B), ecuaţia caracteristică are rădăcini complexe, caracterizate prin pulsaţie proprie şi coeficient de amortizare. Aplicînd formula (44) în punctul B din figura 4 se obţine valoarea amplificării :

$$K_B = \overline{AB}\, e^{-(AB + AO)T_m} \qquad (45)$$

şi ţinînd seamă de (42) şi (43), (45) devine :

$$K_B = \frac{1}{T_M} e^{-\left(1 + \frac{T_m}{T_p}\right)}. \qquad (46)$$

Ţinînd seamă de (5) şi (31), din (6) se obţine :

$$H_0 = T_p K. \qquad (47)$$

Înlocuind în (47) pe K cu valoarea sa K_B dată de (46), se obţine $H_{0,B}$, coeficientul de amplificare de poziţie în punctul B, adică în funcţionarea aperiodică amortizată critic ($\zeta = 1$) :

$$H_{0.B} = \frac{T_p}{T_m} e^{-\left(1+\frac{T_m}{T_p}\right)}; \quad (48)$$

$H_{0.B}$ este deci o funcţie de $\frac{T_m}{T_p}$ şi se poate da sub formă de tabelă sau grafic.

În figura 5 se reprezintă grafic relaţia (48), adică coeficientul de amplificare de poziţie pentru amortizarea aperiodică critică în funcţie de T_m/T_p.

Limitei domeniului de stabilitate reprezentată de punctele M_1 şi M_1' îi corespunde amplificarea K_{M_1}. Din figura 4 se vede că :

$$K_{M_1} = \overline{AM}_1 = \sqrt{\overline{AO}^2 + \overline{OM}_1^2}. \quad (49)$$

Se notează :

$$\overline{OM}_1 = \omega_0, \quad (50)$$

ω_0 fiind pulsaţia pe care sistemul începe să oscileze întreţinut. T_0 este perioada cu care sistemul începe să oscileze întreţinut şi :

$$T_0 = \frac{2\pi}{\omega_0}. \quad (51)$$

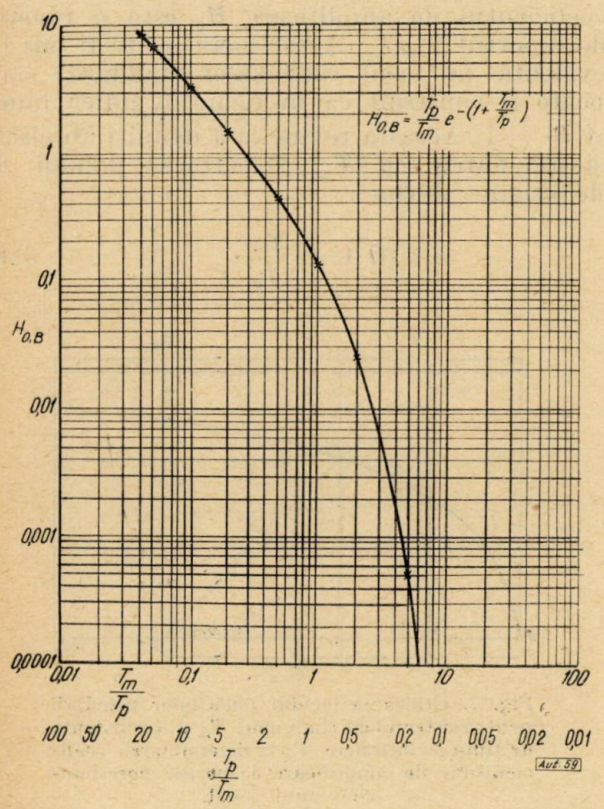


Fig. 5. Variaţia coeficientului de amplificare de poziţie pentru sistemul cu timp mort T_m şi o constantă de timp de întîrziere T_p în funcţie de T_m/T_p, pentru funcţionarea în regim critic amortizat ($\zeta = 1$).

Înlocuind (50) şi (43) în (49) se obţine :

$$K_{M_1} = \sqrt{\left(\frac{1}{T_p}\right)^2 + \omega_0^2} = \frac{1}{T_p}\sqrt{1 + \omega_0^2 T_p^2}. \quad (52)$$

Conform relaţiei (47), în punctul M_1 coeficientul de amplificare de poziţie are valoarea $H_{0.M1}$:

$$H_{0.M_1} = \sqrt{1 + \omega_0^2 T_p^2}. \quad (53)$$

Procesul poate fi caracterizat prin T_m şi T_p care, aşa cum s-a arătat, pot fi determinaţi înregistrînd răspunsul sistemului în circuit deschis la semnal treaptă [6], [7], [10].

Procesul poate fi caracterizat şi prin $H_{0.M_1}$ şi T_0 (sau ω_0). Aceştia se determină făcînd sistemul în circuit închis să oscileze. Scăzînd treptat amplificarea sistemului, amplitudinea oscilaţiilor întreţinute scade pînă se înregistrează oscilaţiile întreţinute de amplitudine minimă. T_0 este perioada acestor oscilaţii, iar $H_{0.M_1}$ este coeficientul de amplificare de poziţie a sistemului în circuit deschis, pentru care se obţine acest regim de funcţionare [8], [10].

Şi în cazul în care procesul este caracterizat prin $H_{0.M_1}$ şi T_0 (sau ω_0) se poate folosi curba standard din figura 3. În adevăr în acest caz, în baza relaţiei (47) :

$$H_{0.M_1} = K_{M_1} T_p. \quad (54)$$

Ţinînd seamă de semnificaţia acestor mărimi în diagrama din figura 4 se obţine :

$$H_{0.M_1} = \frac{\overline{AM}_1}{\overline{AO}} = \frac{1}{\cos \alpha_0}, \quad (55)$$

în care α_0 este unghiul dreptei $\overline{AM}_1$ cu axa absciselor. Cunoscînd $H_{0.M1}$ se poate deci trasa prin punctul A dreapta care face cu axa absciselor unghiul α_0 şi determina punctul M_1 care reprezintă intersecţia acestei drepte cu curba standard. Prin punctul M_1 se duce axa ordonatelor şi se notează cu O originea coordonatelor. În baza relaţiei (50) se etalonează axele de referinţă. Locul rădăcinilor o dată construit, T_m şi T_p se pot determina grafic în baza relaţiilor (42) şi (43).

Se pot obţine şi relaţii analitice între aceste două moduri de a caracteriza procesul.

Din (53) se obţine :

$$T_p = \frac{1}{\omega_0}\sqrt{H_{0.M_1}^2 - 1}. \quad (56)$$

Pentru aflarea lui T_m se ţine seamă că, în punctul M_1, $s = j\omega_0$. Relaţia (34) devine :

$$\beta = -\omega_0 T_m \frac{180^\circ}{\pi}, \quad (57)$$

iar (33) :

$$\alpha = -\operatorname{arc\,tg}\ \omega_0 T_p. \quad (58)$$

Înlocuind în (36) pe α şi β din (57) şi (58) se obţine :

$$\frac{\pi}{180^\circ} \text{ arc tg } \omega_0 T_p + \omega_0 T_m = \pi. \qquad (59)$$

Dacă în (59) se înlocuieşte valoarea lui $\omega_0 T_p$ din (56), se poate afla valoarea lui T_m. Dacă în (59) se înlocuieşte valoarea lui ω_0 obţinută din (56), se obţine $\frac{T_m}{T_p}$ în funcţie de $H_{0.M_1}$. Aceasta se poate da spre utilizare în formă de grafic sau tabelă.

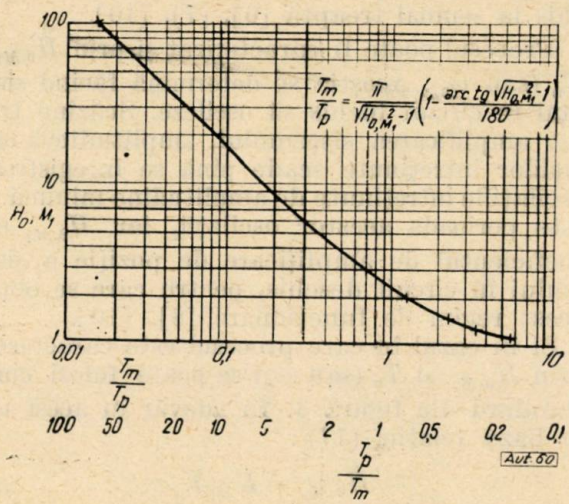


Fig. 6. Variaţia coeficientului de amplificare de poziţie pentru sistemul cu timp mort T_m şi o constantă de timp de întîrziere T_p în funcţie de T_m/T_p pentru regimul de oscilaţii întreţinute ($\zeta = 0$).

În figura 6 se reprezintă grafic T_m/T_p în funcţie de $H_{0.M_1}$, coeficientul de amplificare la limita de oscilare, aşa cum reiese din (59) şi (56).

Expresiile lui T_0 şi $H_{0.M_1}$ în funcţie de $\frac{T_p}{T_m}$ devin simple în cazurile extreme care se vor analiza mai jos :

a) $T_p \ll T_m$. În acest caz $\frac{\Pi}{180^\circ}$ arc tg $\omega_0 T_p$ se poate neglija şi :

$$\omega_0 T_m = \pi. \qquad (60)$$

Interpretată pe figura 4, relaţia (60) arată că, dacă timpul mort este predominant, ω_0, ordonata punctului de intersecţie a curbei cu axa ordonatelor, poate fi aproximată ca egală cu ordonata asimptotei ramurii fundamentale a locului rădăcinilor.

Înlocuind în (51) pe ω_0 cu valoarea ei din (60) se obţine :

$$T_0 = 2 T_m. \qquad (61)$$

Înlocuind în (53) valoarea lui ω_0 din (60) se obţine valoarea lui $H_{0.M_1}$ în funcţie de T_p şi T_m pentru sistemele cu timp mort predominant :

$$H_{0.M_1} = \sqrt{1 + \left(\frac{\pi T_p}{T_m}\right)^2} \simeq \sqrt{1 + 10\left(\frac{T_p}{T_m}\right)^2} > \frac{\pi T_p}{T_m}. \qquad (62)$$

b) $T_p \gg T_m$. În figura 4 se vede că, în acest caz, arc tg$\omega_0 T_p$ tinde spre 90° şi deci relaţia (59) devine :

$$\omega_0 T_m = \frac{\pi}{2}. \qquad (63)$$

Din (51) corespunde :

$$T_0 = 4 T_m. \qquad (64)$$

Înlocuind valoarea lui ω_0 dată de (63) în (53) se obţine valoarea lui $H_{0.M_1}$ în funcţie de T_p şi T_m pentru procesele care au timpul mort mult mai mic decît constanta de timp de întîrziere :

$$H_{0.M_1} = \sqrt{1 + \left(\frac{\pi}{2}\frac{T_p}{T_m}\right)^2} \approx \sqrt{1 + 2{,}5\left(\frac{T_p}{T_m}\right)^2} > \frac{\pi}{2}\frac{T_p}{T_m}. \qquad (65)$$

Formulele (53), (59), (60), (61), (62) (64) şi (65) se găsesc deduse în literatură [10] folosind diagrama Nyquist.

Din formulele găsite anterior se vede că coeficientul de amplificare H_0 este o funcţie de raportul T_m/T_p. Acest lucru poate fi pus în evidenţă pe locul rădăcinilor standard, care poate fi construit ca în figura 7, adică luînd $\overline{A'B'} = 1$. Aceasta revine la a înmulţi abscisele şi ordonatele cu T_m. Depărtarea polului A' de origine devine :

$$\overline{OA'} = \frac{T_m}{T_p}. \qquad (66)$$

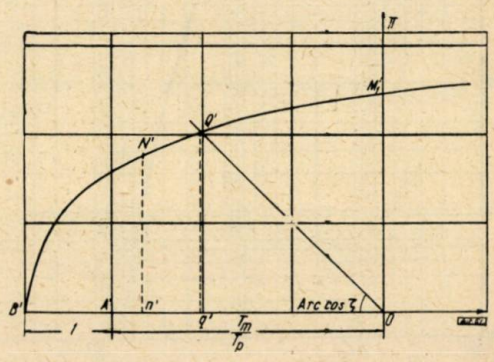


Fig. 7. Utilizarea locului rădăcinilor standard pentru sistemul cu timp mort T_m şi o constantă de timp de întîrziere T_p la determinarea coeficientului de amplificare de poziţie corespunzînd unui ζ dat.

Ordonatele indică chiar defazajele introduse de exponenţială.

Întrucît unghiurile nu se schimbă, $H_{0.M_1}$

şi ζ îşi păstrează interpretările arătate anterior pe locul rădăcinilor.

Formula (44) care dă amplificarea corespunzînd punctului N' este :

$$K = \frac{\overline{A'N'}}{T_m} e^{-\overline{On'}} \qquad (67)$$

şi din (47) coeficientul de amplificare de poziţie corespunzînd lui N' este :

$$H_{O,N'} = \frac{T_p}{T_m} \overline{A'N'} e^{-\overline{On'}}. \qquad (68)$$

În practică interesează valoarea lui H_0 care corespunde unui coeficient ζ dat. Pentru aceasta, pe locul rădăcinilor din figura 7 se fixează poziţia originii O folosind relaţia (66) sau, dacă se cunoaşte valoarea lui $H_{0.M_1}$, se duce dreapta $\overline{OM_1'}$ care face cu axa absciselor unghiul $\alpha_0 =$ = arc cosec $H_{0.M_1}$. Originea fiind determinată, se duce o dreaptă făcînd cu semiaxa negativă unghiul arc cos ζ. Această dreaptă taie curba în Q' care reprezintă punctul de funcţionare căutat. $H_{0,Q}$, coeficientul de amplificare corespunzînd la ζ dorit, se calculează cu formula (68). $\overline{OQ} = T_m \omega_n$, unde ω_n este pulsaţia proprie a sistemului. Calculul analitic este mult mai complicat.

Există şi alte metode de studiere analitică a ecuaţiei caracteristice [9]. Înlocuind (31) în (9) se obţine :

$$s + \frac{1}{T_p} + Ke^{-sT_m} = 0. \qquad (69)$$

Ţinînd seamă de (10) şi egalînd cu zero partea reală şi partea imaginară din (69), se obţine :

$$x + \frac{1}{T_p} + Ke^{-T_m x} \cos T_m y = 0; \qquad (70)$$

$$y - Ke^{-T_m x} \sin T_m y = 0. \qquad (71)$$

Eliminînd pe K din (70) şi (71) se obţine ecuaţia locului rădăcinilor :

$$\frac{x + \frac{1}{T_p}}{y} = -\operatorname{cotg} T_m y. \qquad (72)$$

Înlocuind în (71) pe x din (72) :

$$K^{-1} = \frac{\sin T_m y}{y} e^{T_m y \operatorname{cotg} T_m y + \frac{T_m}{T_p}}. \qquad (73)$$

Notînd $T_m y = u$ şi logaritmînd, relaţia (73) devine :

$$\ln (T_m K)^{-1} = u \operatorname{cotg} u + \ln \left| \frac{\sin u}{u} \right| + \frac{T_m}{T_p}. \qquad (74)$$

Notînd :

$$u \operatorname{cotg} u + \ln \left| \frac{\sin u}{u} \right| = f(u), \qquad (75)$$

(74) devine :

$$\ln (KT_m)^{-1} = f(u) + \frac{T_m}{T_p}. \qquad (76)$$

Funcţia $f(u)$ se găseşte tabelată în literatură [9] şi prin calcul simplu se poate determina valoarea lui K. Se vede că prin această metodă este mai uşor să calculăm pe K exprimat în Neperi ($\ln K$) sau în dB.

Se pot enunţa şi reguli generale de construire a locului rădăcinilor [11], analoge celor date de Evans [4].

BIBLIOGRAFIE

[1] Evans, W. R. *Graphical analysis of control systems.* In : Trans. AIEE, 67, 1948, p. 547—551.

[2] Evans, W. R. *Control system dynamics.* New York, 1954.

[3] Truxal, J. G. *Automatic feedback control system synthesis.* New York, Mc Graw Hill, 1955.

[4] Kuo, B. C. *Automatic control systems.* Londra — New York, Prentice Hall International, 1962.

[5] Chu, Y. *Feedback control systems with dead time lag or distributed lag by rootlocus method.* In : Trans. AIEE, 71 (2), nov 1952, p. 291—296.

[6] Kun Li Chien, Krones, J. şi Reswick, J. B. *On the automatic control of generalized passive systems.* In : Trans. ASME, 74, febr 1952, p. 175—185.

[7] Pessen, D. W. *Optimum three-mode controller settings for automatic start-up.* In : Trans. ASME, 75, iul 1953, p. 843—849.

[8] Ziegler, J. G. şi Nichols, N. B. *Optimum settings for controllers.* In : ISA journal, 11, nr. 6, 1964, p. 73—74 ; nr. 7, p. 75—76.

[9] Pinney, Ed. *Obiknovennie differenţialino-raznostnie uravneniia.* Moscova, Izd. inostrannoi literaturi, 1961 (traducere din limba engleză).

[10] Oppelt, W. *Osnovi tehniki avtomaticeskovo regulirovaniia.* Moscova, Gosenergoizdat, 1960 (traducere din limba germană).

[11] Căluşiţă, M. *Root locus of characteristic equation for dead time lag feedback systems.* În: Revue d'électrotechnique et d'énergétique, Acad. de la République Socialiste de Roumanie, no. 2, 1966.

17948/66
LEFORDITVA

Ing. S. FLOREA şi ing. I. DUMITRACHE

Calculul organelor de execuţie pentru reglarea debitelor de fluid

Organul de execuţie, ca parte componentă a unui sistem automat, este acel element care finalizează acţiunea dispozitivului de automatizare, modificînd în mod corespunzător parametrul supus reglării. Dacă ne referim la schema din figura 1, organul de execuţie are, ca mărime de intrare, mărimea de execuţie şi, ca mărime de ieşire, debitul de fluid ce se introduce în agregatul supus automatizării.

În schema bloc, de obicei, organul de execuţie nu figurează ca un element distinct şi se consideră inclus în instalaţia tehnologică sau în unele cazuri la elementul de execuţie. Aşa cum se prevede în STAS 6019—62, se va considera organul de execuţie ca parte integrantă a instalaţiei tehnologice şi se vor studia caracteristicile acestuia ca atare. Caracteristicile organului de execuţie pentru un sistem automat obişnuit dat pot contribui la realizarea performanţelor optime stabilite prin calcul, dacă acestea asigură menţinerea constantă a factorului de amplificare al instalaţiei tehnologice.

Pentru un sistem automat obişnuit la care se stabileşte acordul optim al regulatorului, pentru a obţine un factor de amplificare constant al instalaţiei tehnologice, dacă agregatul are o caracteristică neliniară se impune organului de execuţie o caracteristică neliniară compensatorie, astfel încît factorul de amplificare al sistemului să fie constant.

Organele de execuţie pentru debite de fluid reprezintă rezistenţe hidraulice cu secţiune variabilă. Variaţia debitului de fluid se realizează prin modificarea secţiunii de trecere a fluidului prin organul de execuţie, respectiv prin modificarea rezistenţei hidraulice a acestuia. Modificarea rezistenţei hidraulice, precum şi a proprietăţilor fizice ale fluidului, atrage după sine variaţia pierderilor de presiune în organul de execuţie şi, în consecinţă, are loc o deformare a caracteristicii acestuia. Datorită acestui fapt, la calculul şi alegerea organelor de execuţie pentru debite este necesar a se cunoaşte proprietăţile fizice ale fluidului, luînd în considerare toţi factorii care influenţează căderea de presiune pe organul de execuţie.

1. Caracteristicile organului de execuţie

Organele de execuţie pentru debite sînt caracterizate, constructiv şi funcţional, prin caracteristicile constructive şi statice.

Caracteristica constructivă reprezintă dependenţa dintre secţiunea de trecere a organului şi deplasarea supapei acestuia, respectiv $S = f(h)$ sau în unităţi relative:

$$\frac{S}{S_1} = f_1\left(\frac{h}{h_1}\right), \tag{1}$$

în care:

S, S_1 — reprezintă o secţiune oarecare, respectiv secţiunea maximă de trecere;
h, h_1 — deplasarea supapei, respectiv deplasarea maximă.

Prin caracteristică statică se defineşte dependenţa funcţională dintre debitul Q de fluid şi deplasarea h a supapei organului de execuţie sau în unităţi relative:

$$\frac{Q}{Q_1} = f_2\left(\frac{h}{h_1}\right). \tag{2}$$

Caracteristica constructivă este determinată numai de geometria organului de execuţie, respectiv de forma şi dimensiunile supapei şi scaunului organului de reglare.

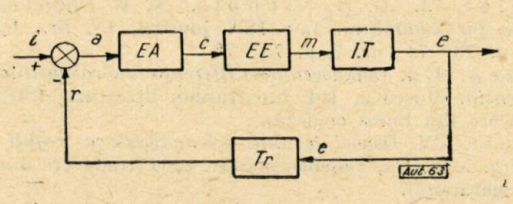
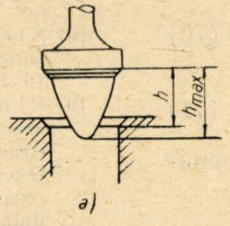
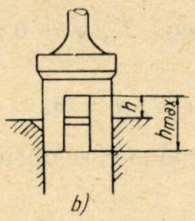


Fig. 1





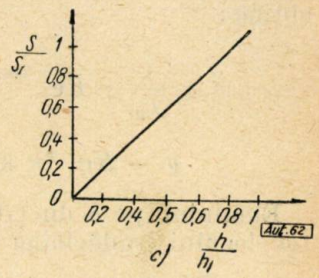


Fig. 2

După profilul supapei, caracteristicile constructive pot fi liniare, parabolice, logaritmice (de procentaj egal) etc.

Pentru reglarea debitelor de fluid cele mai răspîndite organe de execuţie sînt ventilele de reglare cu caracteristica constructivă liniară şi logaritmică. Analitic, caracteristica liniară se defineşte prin relaţia de proporţionalitate:

$$\frac{S}{S_1} = K\frac{h}{h_1}. \tag{3}$$

Caracteristica constructivă liniară, practic, se poate obţine folosind un ventil avînd supapă parabolică sau cilindrică cu ferestre dreptunghiulare, aşa cum se arată în figura 2.

Un ventil de reglare cu caracteristică constructivă logaritmică definită de relaţia:

$$S = S_0 \, e^{sh} \qquad (4^*)$$

se realizează cu o supapă cilindrică cu fereastră parabolică (fig. 3, *a*) sau cilindrică cu ferestre în formă de V (fig. 3, *b*).

În cazul în care se impun alte forme ale caracteristicil or constructive se pot realiza ventile cu scaun simplu sau dublu avînd supape cu profile corespunzătoare, ca de exemplu aşa cum se arată în figura 4, unde se dau cîteva tipuri de supape avînd diverse profile.

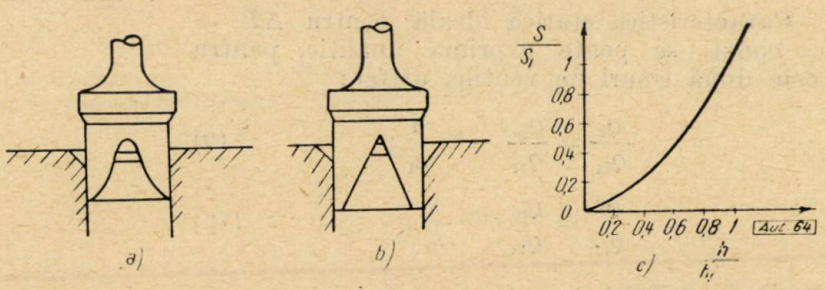


Fig. 3

Dacă caracteristicile constructive sînt determinate numai de geometria scaunului şi supapei ventilului, caracteristica statică este determinată de condiţiile reale de lucru ale fiecărui organ de execuţie.

Este cunoscut faptul că, la proiectarea unui ventil de reglare, precum şi la alegerea acestuia pentru un sistem dat, se admite o cădere de presiune constantă pe ventil, ipoteză care conduce la o caracteristică statică ideală.

În condiţii de lucru însă, în cazul în care căderea de presiune totală pe ansamblul instalaţiei este constantă, căderea de presiune disponibilă pe ventil se modifică ca urmare a variaţiei rezistenţelor hidraulice suplimentare de pe traseul de fluid, conectate în serie cu ventilul de reglare.

În aceste condiţii, caracteristica statică ideală va fi deformată şi va rezulta *caracteristica statică* de lucru a organului de execuţie.

Pierderile de presiune care pot apărea în timpul funcţionării unui ventil montat într-un circuit dat sînt puse în evidenţă prin exemplul din figura 5.

În figură s-au notat:

$\Delta P_0 = p_1 - p_2$ — căderea totală de presiune de la sursă la agregat;

ΔP_v — căderea de presiune pe ventilul de reglare;

ΔP_r — căderea de presiune în rezistenţele suplimentare.

Căderea totală de presiune, cu notaţiile din figura 5, este:

$$\Delta P_0 = \Delta P_v + \Delta P_r. \qquad (5)$$

Dacă notăm cu ζ_v coeficientul de pierderi în ventil, cu ζ_r un coeficient de pierderi echivalent în conducte şi celelalte rezistenţe, şi cu W viteza fluidului în conductă, relaţia (5) devine:

$$\Delta P_0 = \zeta_r \frac{\gamma W^2}{2g} + \zeta_v \frac{\gamma W^2}{2g}. \qquad (6)$$

Fig. 4

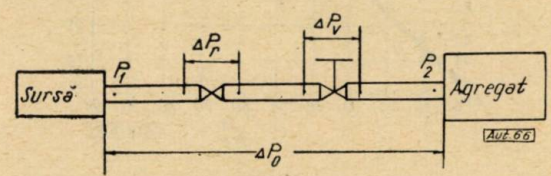


Fig. 5

În cazul în care ΔP_0 este constant, la o variaţie a debitului de fluid are loc o variaţie a pierderilor suplimentare (rezultă din relaţia (6), şi, în consecinţă, o modificare a căderii de presiune pe ventil.

2. Determinarea caracteristicilor statice

Pentru a pune în evidenţă influenţa căderilor de presiune datorită rezistenţelor suplimentare asupra caracteristicii statice ideale se vor determina întîi expresiile analitice pentru acestea în cazul unor ventile cu caracteristici constructive liniare şi logaritmice.

* Prin S_0 s-a notat secţiunea pentru $h = 0$; prin s — creşterea secţiunii de trecere a ventilului la o creştere unitară a cursei h.

Debitul de fluid printr-un ventil se determină cu relaţia :

$$Q = S_v W = S_v \sqrt{\frac{2g}{\zeta_v \gamma}} \cdot \sqrt{\Delta P_v}. \qquad (7)$$

Dacă notăm $Q_v = S_v \sqrt{\frac{2g}{\zeta_v \gamma}}$, debitul de fluid ce trece prin ventil la o cădere de presiune egală cu unitatea, relaţia (7) devine :

$$Q = Q_v \sqrt{\Delta P_v}. \qquad (8)$$

Caracteristica statică ideală pentru $\Delta P = \text{const.}$ se poate exprima analitic, pentru cele două tipuri de ventile, astfel :

$$\frac{Q_v}{Q_{v1}} = \frac{Q_{v0}}{Q_{v1}} + m_l \frac{h}{h_1}; \qquad (9)$$

$$\frac{Q_v}{Q_{v1}} = \frac{Q_{v0}}{Q_{v1}} e^{m_{lg} \frac{h}{h_1}}, \qquad (10)$$

unde s-a notat :

S_v — secţiunea de trecere prin ventil ;
Q_{v0} — debitul specific la deschiderea $h = 0$;
Q_{v1} — debitul specific la deschiderea $h = h_1 = h$ nominal ;
m_l — panta caracteristicii liniare ;
m_{lg} — panta caracteristicii logaritmice.

În figura 6 se reprezintă cele două caracteristici statice ideale, conform relaţiilor 9 şi 10.

Caracteristica statică ideală a oricărui ventil de reglare se modifică întotdeauna cînd se montează supapa ventilului, de aceea se obţine un alt debit specific Q'_{v0} diferit de Q_{v0} care s-a admis la proiectare — aşa cum se vede în figura 6 (punctul *B*).

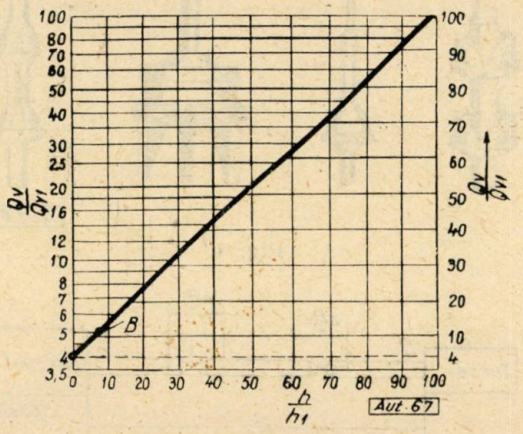


Fig. 6

Dacă căderea de presiune pe ventil este constantă, caracteristica statică de lucru va avea o formă identică cu caracteristica statică ideală.

După cum am arătat mai înainte, în timpul funcţionării instalaţiei căderea de presiune pe ventil se modifică. Astfel, o dată cu creşterea debitului de fluid, căderea de presiune pe ventil scade datorită pierderilor de presiune în rezistenţele suplimentare, care cresc cu pătratul debitului de fluid.

În aceste condiţii, caracteristica ideală se deformează mai mult sau mai puţin, deformare determinată de pierderile suplimentare care apar în instalaţie.

Pentru multe instalaţii întîlnite în practica industrială, variaţia căderilor de presiune în funcţie de debit se poate reprezenta ca în figura 7.

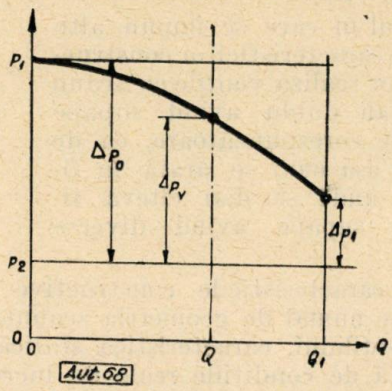


Fig. 7

Dacă notăm cu Q_1 debitul maxim prin instalaţie, ΔP_1 căderea de presiune corespunzătoare debitului Q_1, şi ΔP căderea de presiune pentru un debit oarecare Q, şi ţinînd seamă de relaţia (8), se obţine :

$$Q^2 = Q_v^2 \Delta P_v ; \qquad (11)$$

$$Q_1^2 = Q_{v1}^2 \Delta P_1, \qquad (12)$$

de unde :

$$\Delta P_v = \left(\frac{Q_{v1}}{Q_v}\right)^2 \cdot \left(\frac{Q}{Q_1}\right)^2 \cdot \Delta P_1. \qquad (13\,a)$$

Căderea de presiune pe ventil se poate exprima şi din figura 7 astfel :

$$\Delta P_v = \Delta P_0 - \left[\Delta P_0 - \Delta P_1\right] \cdot \left[\frac{Q}{Q_1}\right]^2. \qquad (13\,b)$$

Din egalitate expresiilor (13) rezultă :

$$\frac{Q}{Q_1} = \frac{1}{\sqrt{1 + \frac{\Delta P_1}{\Delta P_0}\left[\left(\frac{Q_{v1}}{Q_v}\right)^2 - 1\right]}}. \qquad (14)$$

Înlocuind raportul $\frac{Q_{v1}}{Q_v}$ cu expresiile din (9) şi (10) şi notînd $\frac{Q_{v0}}{Q_{v1}} = n$ un coeficient caracteristic al ventilului proiectat, relaţia (14) corespunzătoare celor două caracteristici devine pentru ventilul cu caracteristică statică de lucru liniară :

$$\frac{Q}{Q_1} = \frac{1}{\sqrt{1 + \frac{\Delta P_1}{\Delta P_0}\left[\frac{1}{\left(n + m_l \frac{h}{h_1}\right)^2} - 1\right]}} \qquad (15)$$

şi pentru ventilul cu caracteristică statică de lucru logaritmică :

$$\frac{Q}{Q_1} = \frac{1}{\sqrt{1 + \frac{\Delta P_1}{\Delta P_0}\left[\frac{1}{n^2} e^{-2 m_{l_0} \frac{h}{h_1}} - 1\right]}}. \qquad (16)$$

Relaţiile (15) şi (16) pun în evidenţă afirmaţia anterioară că, în cazul în care $\frac{\Delta P_1}{\Delta P_0} = 1$, caracteristica statică de lucru este identică cu caracteristica statică ideală.

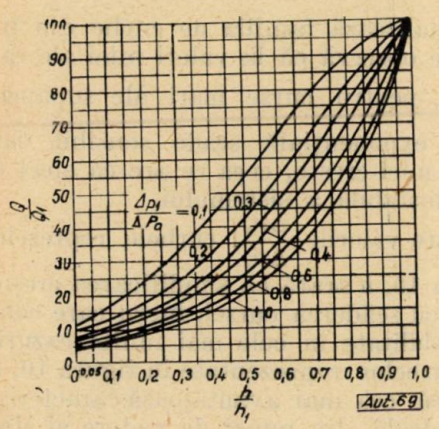


Fig. 8 *a*

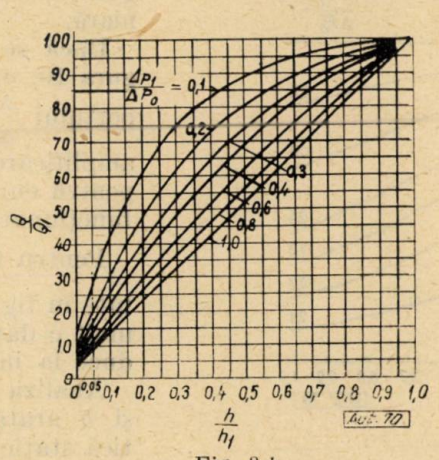


Fig. 8 *b*

În realitate, raportul $\frac{\Delta P_1}{\Delta P_0}$ poate lua valori mai mici decît 1 şi, în funcţie de aceste valori, se obţine o familie de caracteristici statice de lucru corespunzătoare celor două tipuri de ventile, aşa cum se arată în figura 8, *a* şi *b*.

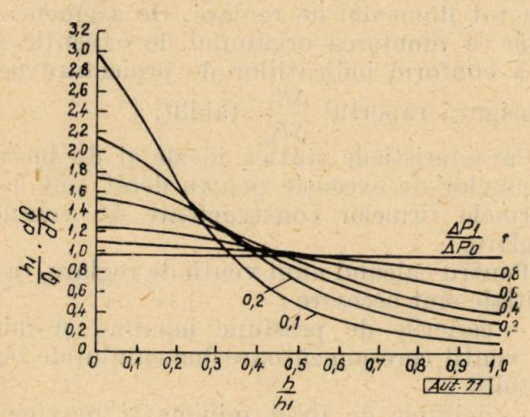


Fig. 9 *a*

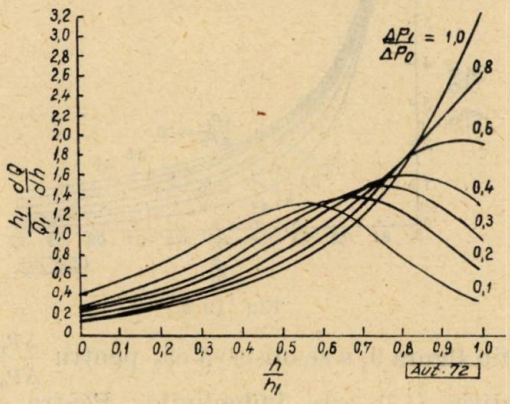


Fig. 9 *b*

Caracteristicile din figura 8, *a* şi *b* sînt construite pentru :

$n = 0{,}04$ şi $m_l = 1$ şi $m_{l_0} = 1$.

Din analiza caracteristicilor din figura 8 se observă că cu cît raportul $\frac{\Delta P_1}{\Delta P_0}$ este mai mic, cu atît caracteristicile statice de lucru sînt mai deformate.

Se constată deci că, dacă la proiectarea sistemului automat s-au luat în considerare toţi factorii care influenţează caracteristica ventilului şi s-a stabilit caracteristica impusă, un montaj necorespunzător al instalaţiei în ansamblu poate conduce la modificarea rezistenţelor suplimentare, deci a raportului $\frac{\Delta P_1}{\Delta P_0}$, şi în consecinţă la o modificare a caracteristicii de lucru, care are influenţe negative asupra performanţelor sistemului automat.

3. **Stabilirea caracteristicilor statice de lucru şi influenţa lor asupra performanţelor sistemului automat**

La alegerea unui ventil de reglare pentru un sistem automat se pune problema obţinerii unei caracteristici statice ideale pentru aceasta, astfel încît în procesul reglării pentru un raport dat $\frac{\Delta P_1}{\Delta P_0}$ să se obţină un factor de amplificare total constant.

Numai astfel se pot obţine performanţele impuse sistemului pentru tot domeniul de reglare calculat.

Variaţia factorului de amplificare a instalaţiei tehnologice şi, în consecinţă, a factorului de amplificare a întregului sistem are ca efect înrăutăţirea performanţelor sistemului.

Pentru a putea alege caracteristica cea mai bună, la reglarea diverselor procese se vor analiza pe rînd cele două tipuri de caracteristici statice ideale, liniare şi logaritmice, precum şi influenţa lor asupra comportării sistemului automat.

Pentru acest lucru se vor considera două

moduri de variaţie a factorului de amplificare, şi anume :

— amplificarea liniară dată de relaţia

$$\frac{h_1}{Q_1} \cdot \frac{dQ}{dh} = \text{const.}; \qquad (17)$$

— amplificarea exponenţială dată de relaţia

$$\frac{1}{Q} \cdot \frac{dQ}{d\left(\frac{h}{h_1}\right)} = \text{const.} \qquad (18)$$

Influenţa celor două tipuri de caracteristici statice ideale asupra dinamicii sistemului automat se poate vedea din studiul familiilor de curbe reprezentate în figura 9, *a* şi *b*, respectiv 10, *a* şi *b*, pentru ventile de reglare cu caracteristici statice liniare şi exponenţiale.

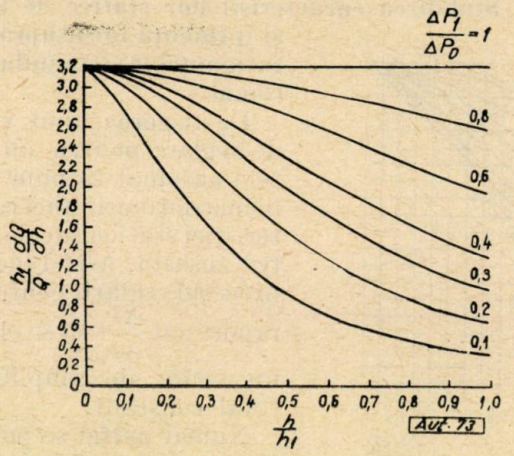


Fig. 10 *a*

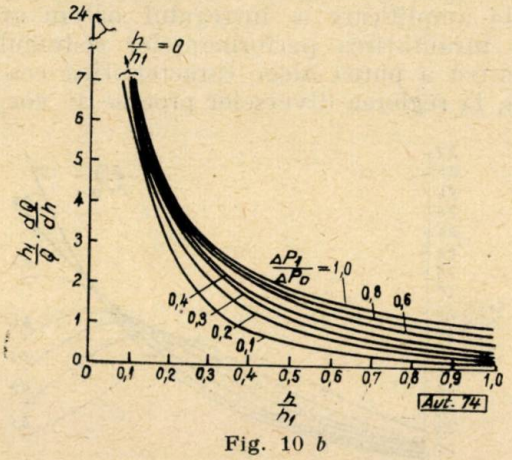


Fig. 10 *b*

Din figura 9, *a* se observă că, pentru $\frac{\Delta P_1}{\Delta P_0} = 1$, condiţia (17) este îndeplinită. Pentru valori mai mici decît 1 ale raportului $\frac{\Delta P_1}{\Delta P_0}$, amplificarea scade pentru curse mari ale ventilului şi creşte pentru curse mici. În aceste condiţii, un sistem automat acordat optim devine instabil pentru curse mici ale ventilului.

Din figura 9, *b* se constată că curba corespunzătoare raportului $\frac{\Delta P_1}{\Delta P_0} = 1$ este aproape simetrică cu curba corespunzătoare raportului $\frac{\Delta P_1}{\Delta P_0} = 0{,}2$ din figura 9, *a*.

Rezultă din figura 9, *b* că, pentru valori mici ale raportului $\frac{\Delta P_1}{\Delta P_0}$, curbele se apropie tot mai mult de dreapta dată de (17).

Din punct de vedere al stabilităţii sistemului automat se preferă deci caracteristici statice ideale exponenţiale, în special pentru valori mici ale raportului $\frac{\Delta P_1}{\Delta P_0}$ $\left(\frac{\Delta P_1}{\Delta P_0} < 0{,}3\right)$, aşa cum rezultă din analiza familiilor de curbe din figura 9, *a* şi *b* trasate pentru o amplificare liniară.

Dacă se analizează familia de curbe din figura 10, *a*, se observă că la valori mici ale raportului $\frac{\Delta P_1}{\Delta P_0}$, pentru curse mari ale supapei, amplificarea exponenţială scade sensibil, iar pentru curse mici creşte, ceea ce are ca efect o funcţionare instabilă a sistemului.

Pentru toate valorile $\frac{\Delta P_1}{\Delta P_0}$, curbele reprezentate în figura 10, *b* arată că amplificarea creşte mult o dată cu scăderea cursei, lucru care conduce la instabilitate în cele mai multe cazuri.

Analiza curbelor reprezentate în figura 10, *a* şi *b* arată că cea mai avantajoasă caracteristică statică ideală, din punct de vedere al stabilităţii sistemului, este caracteristica exponenţială.

Din cele expuse mai înainte rezultă că este necesar ca la proiectarea unui sistem de reglare automată, destinat reglării unui debit de fluid, ventilul de reglare să fie calculat sau ales astfel încît să aibă o caracteristică de lucru care să asigure performanţele impuse sistemului pentru tot domeniul de reglare. De asemenea trebuie ca montarea organului de execuţie să se facă conform indicaţiilor de proiectare pentru a asigura raportul $\frac{\Delta P_1}{\Delta P_0}$ stabilit.

Caracteristicile statice ideale şi de lucru ale organelor de execuţie pentru debit sînt date în normele firmelor constructoare de ventile de reglare.

Pentru calculul unui ventil de reglare, ca date iniţiale sînt necesare :

— căderile de presiune maxime şi minime pe ventil corespunzătoare domeniului de reglare stabilit ;

— debitele de fluid minime şi maxime ;

— tipul caracteristicii statice ideale ;

— căderea de presiune totală disponibilă în instalaţie.

Cunoscîndu-se specificaţiile de proiectare, o metodică de calcul pe care o considerăm satisfăcătoare este :

a) se calculează $Q_{v\,min}$ şi $Q_{v\,max}$ cu relaţia (8);
b) se alege ventilul de reglare din prospecţie, ţinînd seamă de relaţiile:

$$\frac{Q_{v\,max}}{Q_{v1}} = 0{,}7\,; \qquad \frac{Q_{v\,min}}{Q_{v1}} > 1{,}1\,\frac{Q_{v_0}}{Q_{b1}}\,; \tag{19}$$

c) cursele maxime şi minime corespunzătoare debitelor maxime şi minime — ţinînd seamă de relaţiile de sub *b* — se iau din figura 6 pentru tipul de caracteristică statică ideală ales;
d) se calculează raportul:

$$\frac{Q_{max}}{Q_1} = \sqrt{1 + \frac{\Delta P_{max}}{\Delta P_0}\left[\left(\frac{Q_{v\,max}}{Q_{v1}}\right)^2 - 1\right]}\,; \tag{20}$$

e) se determină raportul:

$$\frac{\Delta P_1}{\Delta P_0} = \frac{\Delta P_{max}}{\Delta P_0} \cdot \left(\frac{Q_{max}}{Q_{v1}}\right)^2 \cdot \left(\frac{Q_1}{Q_{max}}\right)^2. \tag{21}$$

Cunoscîndu-se parametrii $\frac{h_{max}}{h_1}$, $\frac{h_{min}}{h_1}$, $\frac{Q_{max}}{Q_1}$, precum şi tipul caracteristicii statice ideale, cu ajutorul curbelor reprezentate în figurile 8—10 se alege caracteristica statică de lucru a ventilului.

În calculele prezentate nu s-a ţinut seamă de influenţa variaţiei proprietăţilor fizice ale fluidului, determinate în unele cazuri de variaţia condiţiilor iniţiale (temperaturi şi presiuni), asupra coeficientului de pierderi.

Dacă apar asemenea fenomene în special la gaze, unde are loc şi o modificare a coeficientului de elasticitate, trebuie să se introducă coeficienţi de corecţie care să ţină seamă de toţi aceşti factori.

BIBLIOGRAFIE

[1] *Considine process instruments and controls handbook.*
[2] Driskell, L. R. *What ISA is doing about control valves.* In: ISA journal, 6, 1960.
[3] Calame, H. şi Hengst, K. *Die Bemessung von Stellventilen.* In: Regelungstechnik, febr 1963.
[4] Bălăcescu, V. *Măsurarea şi reglarea automată în industria petrolieră şi petrochimică.*
[5] *Mecanizare şi automatizare.* Caiet selectiv IDT, nr.7, 1962; nr. 2, 1964.
[6] Kopelovici, A. P. *Sisteme de reglare automată — Metode de calcul inginereşti.* Bucureşti, Ed. tehnică, 1963.
[7] Dobkin, V. M., Duleev, E. M. şi Feldman, E. P. *Reglarea automată a proceselor termice.* Bucureşti, Ed. tehnică, 1964.

Ing. VALERIA BRANA

Aspecte specifice ale transmisiei de date în telemecanică

Necesitatea transmiterii eficiente a unor cantităţi din ce în ce mai mari de date, cum şi siguranţa de transmitere necesară în unele categorii de transmisii au determinat apariţia unor preocupări ştiinţifice noi. Teoria informaţiei este un produs al acestor necesităţi, ca şi unele dezvoltări noi ale teoriei comunicaţiilor.

În cele ce urmează nu se vor analiza decît aspecte legate de transmiterea informaţiilor numerice pe canale de comunicaţie lucrînd pe căi fizice.

1. Influenţa canalelor reale asupra semnalelor numerice

Este cunoscut faptul că în procesul de transmitere al semnalelor electrice, canalele de comunicaţie reale acţionează asupra semnalelor transmise prin defazări, atenuări şi zgomote. Defazările şi atenuările admisibile între cele două terminale ale canalului de comunicaţie sînt normalizate şi, atîta timp cît aceste norme sînt respectate, influenţa lor asupra semnalului transmis nu este de natură să producă un echivoc.

Suprapunerea într-un canal de comunicaţie a unui semnal de zgomot şi a unui semnal util poate duce însă la modificarea semnalului. Astfel, în cazul unor transmisii codificate binar, semnul 1 se poate transforma în 0 şi invers. Semnalul util poate fi modificat astfel încît el să corespundă fie unui alt semnal util, fie unui semnal străin, diferit de semnalele acceptate de receptor. Noul semnal rezultat va fi acceptat de echipamentul de recepţie, iar cel străin nu; în primul caz, rezultatul suprapunerii perturbaţiei peste semnalul util va fi un mesaj fals cu consecinţele lui pentru sistemul căruia îi servesc datele, iar în cazul al doilea, o neacceptare (un refuz al semnalului).

Prin mărirea redondanţei semnalului util se reduce posibilitatea acceptării de semnale false. Această posibilitate însă nu se poate reduce nici teoretic şi nici practic în mod nelimitat.

Astfel la recepţie există pentru fiecare informaţie o probabilitate, egală cu p, ca informaţia recepţionată să fie identică cu cea emisă şi o probabilitate egală cu $1-p$ ca informaţia recepţionată să fie diferită de cea emisă. Incertitudinea medie de care este afectat mesajul recepţionat a fost denumită de Shannon echivoc.

Relaţia:

$$H_e = H(s) - H_p(s) \tag{1}$$

defineşte cantitatea de informaţie efectiv transmisă pe secundă, care este egală cu viteza de

producere a informaţiei $H(s)$ din care se scade echivocul pe secundă $H_p(s)$.

$H_p(s)$ echivocul pe secundă se defineşte :

$$H_p(s) = p \log p + (1-p) \log (1-p), \quad (2)$$

în care p şi $1-p$ au fost definite mai sus. Se foloseşte în mod curent notaţia $q = 1-p$.

În transmiterea datelor o mare importanţă o are deci probabilitatea de perturbare a unui mesaj, în aşa fel încît el să provoace un echivoc, şi probabilitatea de perturbare în general. Valoarea echivocului depinde de probabilitatea de apariţie a unei perturbaţii, de redondanţa codului utilizat şi de redondanţa transmisiei în ansamblu.

În diferitele echipamente care realizează transmisia de date se poate aprecia valoarea maximă admisibilă a echivocului. Deoarece asupra valorii probabilităţii de apariţie a erorii se poate influenţa numai în mod limitat, reducerea echivocului se face pe seama construirii semnalului util, astfel încît prin suprapunerea dintre zgomot şi semnalul util să rezulte un semnal diferit de cele acceptate de instalaţie. Pentru a putea face calcule cantitative şi a alege metoda de construire cea mai potrivită este neapărat necesar a se cunoaşte valorile probabilităţii de apariţie a erorii şi aspectul statistic al distribuţiei de erori.

2. Perturbaţii

Zgomotul apare în transmiterea de date prin cele două forme ale sale : zgomotul de fluctuaţie şi impulsul de zgomot.

Zgomotul de fluctuaţie nu are o importanţă prea mare în transmiterea de date. Dintr-un mare număr de măsurări statistice numai în 1% din cazuri zgomotul de fluctuaţie a avut valori peste —40 dB (fig. 1). Valoarea medie a

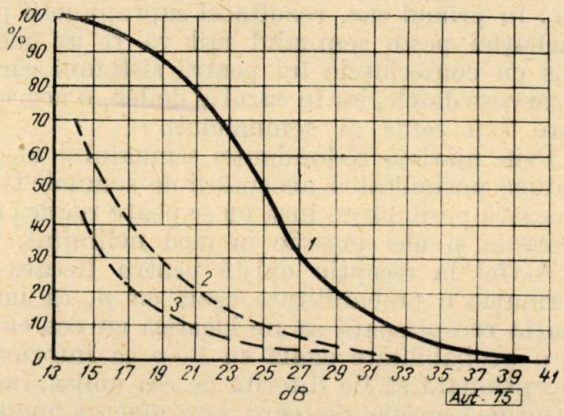


Fig. 1. Procentul cazurilor în care zgomotul de fluctuaţie este mai mare decît cel indicat în abscisă :
1 — transmitere la foarte mare distanţă (peste 1 000 km) ; *2* — transmitere la mare distanţă (peste 400 km) ; *3* — transmitere cu trecere prin centrale.

zgomotului de fluctuaţie într-o bandă de 3 kHz este de —42 dB. La un nivel de emisie de —6 dB, cazurile în care atenuarea a depăşit 26 dB, astfel încît nivelul semnalului să ajungă la —32 dB, deci raportul semnal/zgomot (S/N) să fie mai mic ca 10 dB, sînt foarte rare. În felul acesta se asigură pentru marea majoritate a cazurilor un raport $S/N \geqslant 10$ dB.

Impulsul de zgomot are de foarte multe ori vîrfuri comparabile cu nivelul semnalelor recepţionate. Apariţia impulsurilor de zgomot deasupra unui nivel minim, pentru un interval de măsură de 15 min, se dă în figura 2 [2], [10].

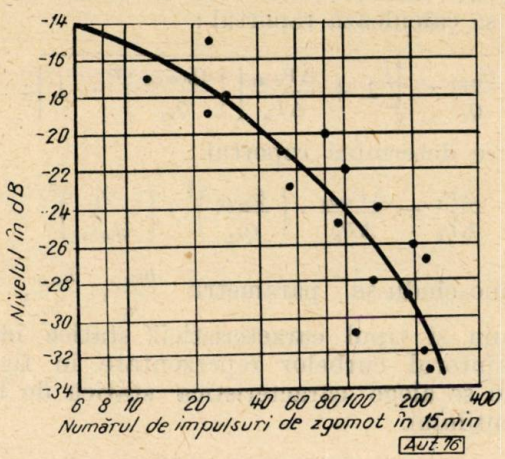


Fig. 2. Numărul de impulsuri de zgomot în 15 min, de nivel superior ordonatei.

Este interesant de remarcat că zgomotul nu se corelează strict cu apariţia erorii, datele fundamentale pentru alegerea procedeului optim de transmitere a datelor rămînînd cele de apariţie şi distribuţie a erorilor.

În literatura de specialitate [2], [8]—[13], [17]—[21] se dau rezultatele unei serii întregi de măsurări care au stat la baza elaborării a numeroase sisteme de transmitere de date şi care pot fi folosite la compararea performanţelor sistemelor de transmitere de date.

S-a constatat că factorii care influenţează frecvenţa de apariţie a erorilor sînt : nivelul semnalului util, distanţa de transmitere, viteza de transmitere.

Notînd cu δ raportul dintre cantitatea de biţi eronaţi şi cantitatea de biţi transmişi, din măsurările citate a rezultat că la o viteză de transmitere V, pentru circa 75% din mesaje $\delta \leqslant 10^{-5}$, pentru circa 17% din mesaje δ este cuprins între 10^{-5} şi 10^{-4}, iar 4% din mesaje sînt afectate de erori cu o probabilitate mai mare de 10^{-3}. Pentru viteza de transmitere $2V$, $\delta = 10^{-5}$ pentru circa 66% din mesaje, $\delta = 10^{-5} - 10^{-4}$ pentru circa 26% din mesaje ; pentru circa 7,5% din mesaje $\delta = 10^{-4} - 10^{-3}$ şi pentru 0,5% din mesaje δ este mai mare de 10^{-3}. Aceste date sînt concretizate în curbele din figura 3, rezultînd că viteza de transmitere influenţează procentele în care sînt afectate semnalele de perturbaţii în mod neînsemnat în domeniul probabilităţilor ridicate şi în mod sensibil în domeniul probabilităţilor mici şi medii.

Valorile lui δ sînt influenţate de nivelul semnalului de recepţie, considerate bineînţeles în gama de lucru a receptorului.

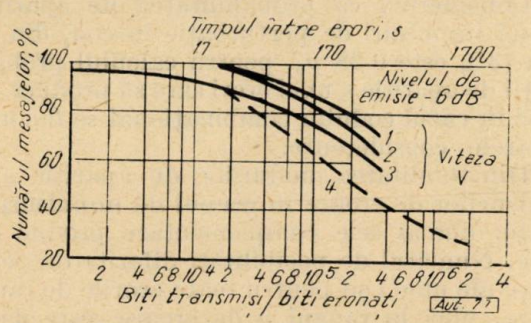


Fig. 3. Procentajul mesajelor cu valoarea lui $1/\delta$ mai mare decît cea indicată în abscisă, pentru diferite viteze de lucru :
1 — comunicaţii cu trecere prin centrale ; *2* — comunicaţii la mare distanţă (peste 400 km) ; *3* — comunicaţii la foarte mare distanţă (peste 1 000 km) ; *4* — toate comunicaţiile la viteza 2V (curbă medie).

Influenţa nivelului de emisie asupra procentajului de mesaje eronate este foarte mare. De exemplu, la o scădere a nivelului transmisiei de la —6 dB la —11 dB, procentajul mesajelor eronate aproape se dublează. În figura 4 se dau rezultatele unor asemenea măsurări.

La acelaşi nivel de recepţie, probabilitatea de eroare este însă direct proporţională cu distanţa de transmitere a mesajului. În figura 5 se dau rezultatele măsurărilor la un nivel de recepţie de —25 dB.

În concluzie, este necesar să se reţină deci că raportul dintre biţii eronaţi şi biţii transmişi scade sensibil cu creşterea nivelului transmisiei, creşte sensibil cu distanţa de transmitere şi mai puţin sensibil din punctul de vedere al transmisiilor telemecanice funcţie de viteza de transmitere.

Pentru stabilirea unor metode de protejare eficiente este interesantă distribuţia erorilor în timp. Măsurările statistice făcute în acest scop au permis, după îndelungate observaţii, stabilirea unor relaţii de distribuţie a erorilor. Este remarcabil faptul că cercetările şi măsurările experimentale efectuate asupra unor canale de

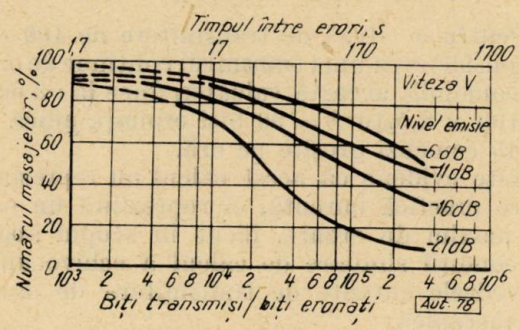


Fig. 4. Procentajul mesajelor cu $1/\delta$ mai mare decît cel indicat în abscisă, pentru diferite nivele de emisie.

comunicaţie diferite fizic, în perioade diferite, cu utilaje diferite de măsurare, au dat rezultate destul de apropiate între ele.

Astfel s-a constatat că posibilitatea ca , după un bit eronat, să urmeze imediat alt bit eronat este de 0,3 (30 %), probabilitatea ca cele două erori să fie urmate de a treia este de 0,26 etc. Rezultă deci că apariţia a două erori într-un mesaj nu este numai rezultatul a două evenimente independente, cu probabilitatea de apariţie egală cu produsul probabilităţilor, ci şi al unei probabilităţi simple, egală cu 0,3 × probabilitatea de apariţie a erorii. La dublarea vitezei de transmitere se observă o uşoară tendinţă de scădere a grupării, probabilitatea de apariţie a erorilor duble fiind de 0,26.

Analizele statistice au mers mai departe pe acest drum, căutînd să stabilească probabilitatea de grupare în grupuri de 3, 4, 5 ... n biţi de eroare.

În ultimii ani este des utilizată relaţia [17] :

$$F = K_1 K_2^{-b} + \left(1 - \frac{K_1}{K_2}\right) \delta_1 b, \qquad (3)$$

unde F este raportul numărului de erori grupate cu mai mult de b biţi eronaţi faţă de numărul total de erori grupate $\delta_1 b = 1$, iar pentru K_1 şi K_2 un număr mare de măsurări au dus la

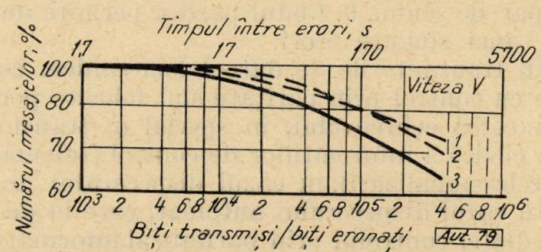


Fig. 5. Procentajul mesajelor cu $1/\delta$ mai mare decît cel din abscisă, pentru un nivel de recepţie de — 25 dB şi diferite distanţe de transmitere :
1 — comunicaţii cu trecere prin centrale ; *2* — comunicaţii la mare distanţă (peste 400 km) ; *3* — comunicaţii la foarte mare distanţă (peste 1 000 km).

următoarele valori : $K_1 = 0{,}22$, $K_2 = 1{,}14$. Această relaţie se verifică cu măsurările experimentale privind gruparea erorilor [6], [10]—[13], [18].

Diferenţele de probabilitate de apariţie dintre termenii cu b erori faţă de cei cu $b + 1$ erori sînt foarte mici, ceea ce îndreptăţeşte concluzia, îndeobşte acceptată în ultimul timp, că, în mod acoperitor, în interiorul unui grup de erori probabilitatea de apariţie a unei erori pe o anumită poziţie este de 0,5 (50 %).

În transmiterea datelor de telecomunicaţii, o mare importanţă o are pierderea medie de informaţie. Metodele de reducere a echivocului se aleg astfel încît să ducă la reducerea la o valoare admisibilă a acestei valori.

În transmiterea datelor de telemecanică, importanţa cea mai mare o are pierderea maximă admisibilă de informaţie la un moment dat ; deci reducerea echivocului va avea drept scop aducerea ei la o valoare admisibilă. Reducerea pierderii medii de informaţie are drept urmare reducerea numărului de informaţii refuzate şi se realizează prin folosirea codurilor autocorectoare de erori.

3. Coduri autodetectoare de eroare

Considerînd un cod binar, compus din n impulsuri, numărul de combinaţii diferite care se pot construi este :

$$N = 2^n. \tag{4}$$

Este evident că orice eroare care apare în acest cod va produce echivoc, deoarece codul eronat va forma o altă combinaţie admisă.

Codurile autodetectoare de erori sînt coduri astfel construite încît să permită recunoaşterea unui cod eronat. Codurile autodetectoare de erori se construiesc pentru detecţia unui număr finit de erori şi sînt ineficiente în cazul apariţiei unui număr mai mare de erori în codul respectiv.

Cel mai simplu cod autodetector de eroare este codul cu control prin paritate sau codul paritar. Acest cod conţine întotdeauna un bit în plus. Bitul se alege astfel încît codul, inclusiv bitul de paritate, să conţină un număr par sau impar de semne 1 sau 0. Codul paritar se poate realiza în patru feluri : semnalul să conţină un număr par de semne 1, un număr par de semne 0, un număr impar de semne 1 şi un număr impar de semne 0. Codul paritar permite detecţia unei singure erori.

În transmiterile de date telemecanice, codurile cu control prin paritate sînt folosite pentru reducerea echivocului, în special în transmiterea ciclică a informaţiilor de control (telemăsuri şi telesemnalizări), în cazul dispecerului uman.

În cazul dispecerului automat, care ia decizii imediate, controlul prin paritate al informaţiilor nu este suficient şi se folosesc metode suplimentare de reducere a echivocului în transmisia ciclică (cod autocorector de exemplu).

În cazul codului paritar, toate erorile duble produc echivoc. Probabilitatea de apariţie a erorilor duble este, conform rezultatelor statistice menţionate mai sus, egală cu 0,3—0,28 × probabilitatea de apariţie a erorilor singulare. Notînd cu p_0 probabilitatea de apariţie a erorilor singulare, probabilitatea de apariţie a erorilor duble rezultă :

$$q = 0{,}28\ p_0. \tag{3'}$$

În cele ce urmează probabilitatea de apariţie a erorilor grupate de diferite ranguri se va calcula cu relaţia de aproximare (3).

Valoarea echivocului în cazul codului paritar va fi deci :

$$E = p\ \log\ p + q\ \log\ q \simeq 5.10^{-4}.$$

Codul combinaţional sau codul închis se construieşte după relaţia :

$$N = C_n^p, \tag{5}$$

conţinînd un număr constant n de impulsuri şi un număr constant $p < n$ de semne 1. Acest cod permite detectarea a două erori de acelaşi fel, dar nu permite detectarea erorilor complementare. Codul combinaţional se foloseşte în special pentru transmiterea informaţiilor de comandă.

Considerînd că probabilitatea de apariţie a două impulsuri de perturbaţie în cod, din relaţia (3'), este 0,28 p_0, pentru calculul probabilităţii de apariţie a unei erori care să producă echivoc în cazul codului combinaţional se fac următoarele considerente.

Din totalitatea modurilor de apariţie a impulsurilor de eroare în grupul de impulsuri eronate, numai cele complementare produc echivoc. Numărul de posibilităţi diferite de perturbare ale unui cod pentru toate erorile de ranguri pare, pînă la rangul a de eroare, este dat de $S_1 = \sum_{a=2}^{2K} C_a^n$. Numărul erorilor complementare care produc echivoc în cazul codurilor combinaţionale este :

$$S_2 = \sum_{a=2}^{2K} C_{a/2}^{p}\ C^{n-p}_{a/2}. \tag{6}$$

Considerînd în calcul, în primă aproximaţie, numai echivocul produs de erori duble şi neglijînd pe cele de ordinul 4, 6, 8 etc., rezultă $\frac{S_2}{S_1} = 0{,}35$ (7) pentru un cod de tipul C_{10}^2. Acest cod va fi folosit ca exemplu şi în analiza celorlalte metode de reducere a echivocului. Pentru acest caz, valoarea lui q din relaţia (2) este deci :

$$q = p_1 \times \frac{S_2}{S_1} = 10^{-3} \times 0{,}28 \times 0{,}35 = 0{,}8.10^{-4}, \tag{8}$$

în care :

p_0 este probabilitatea de apariţie a perturbaţiilor, egală cu 10^{-3} ;

p_1 — probabilitatea de apariţie a impulsurilor în grupe de cîte două, egală cu 0,28 p_0.

Pentru echivoc va rezulta relaţia :

$$E = p\ \log\ p + q\ \log\ q = 2{,}5.10^{-4}.$$

Pentru o viteză de transmitere de 100 biţi/s la considerarea unei transmisii continue de ordine de comandă, această valoarea duce la : 3 600 × × 100 × $2{,}5.10^{-4}$ = 90 biţi eronaţi, adică pînă la 45 comenzi greşite pe oră.

Este evident că acest calcul nu reprezintă o stare practică curentă, ci reprezintă un calcul de maxim de eroare, făcut în scopul analizei în condiţii similare de calcul a echivocului în procedeele curente de transmitere de date în telemecanică.

Construcţia codificatoarelor şi decodificatoarelor de coduri paritare este foarte simplă, la emisie adăugîndu-se semnalul respectiv pe poziţia bitului de paritate, după numărarea cu un circuit de numărare binară a semnelor de 1 sau 0 ale codului. La recepţie, acelaşi fel de

numărare conduce la acceptarea, respectiv la refuzarea codului. Construcţia codificatoarelor pentru codurile amintite (paritar şi combinaţional) se poate face cu diferite elemente : relee, diode, tranzistoare, elemente magnetice. În figura 6 se dau schema bloc şi schema de principiu ale unui codificator pentru cod combinaţional rea-

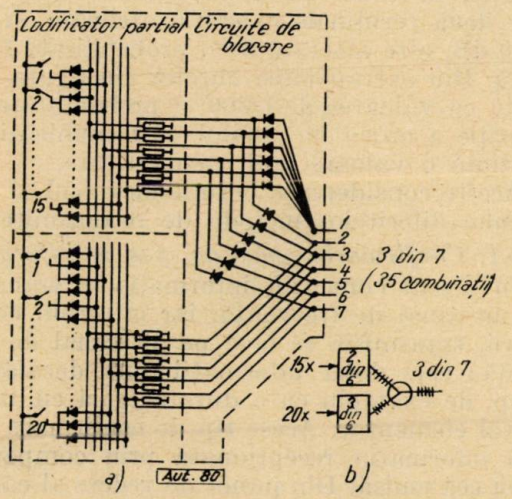


Fig. 6. Schema de principiu a unui codificator cu capacitatea de 35 semnale diferite :
a – schema de principiu; *b* – schema bloc.

lizat cu diode. Pentru modularizare şi reducerea numărului de diode folosite, codificatoarele de acest tip se construiesc după relaţia :

$$C_{n+1}^{p+1} = C_n^p + C_n^{p+1}. \qquad (9)$$

Schema de principiu a unui codificator C_7^3 se dă în figura 7.

La recepţie, verificarea codului se face prin numărarea semnelor de 1 şi 0 ale codului cu ajutorul unui numărător de capacitate corespunzătoare şi al unor circuite de coincidenţă de ieşire.

Pentru cazurile în care codurile autodetectoare de eroare nu sînt satisfăcătoare, reducerea echivocului se face cu ajutorul transmisiilor repetate, transmisii majoritare sau retransmisii prin folosirea unui canal de reacţie.

4. Transmiterea repetată a informaţiei

Acest mod de transmitere permite acceptarea informaţiei dacă două sau mai multe semnale recepţionate sînt identice. Sistemul permite reducerea echivocului provenit din canalul de comunicaţie, neinfluenţînd asupra greşelilor de demodulare, decodificare şi execuţie.

4.1. *Transmiterea dublată a informaţiei*

După relaţia (3), raportul dintre grupele de erori conţinînd 4 sau mai multe impulsuri de eroare şi restul perturbaţiilor este egal cu 0,22. Probabilitatea de apariţie a combinaţiilor complementare care produc echivoc este de

$$\left(\frac{S_2}{S_1}\right)^2 = \frac{1}{10}. \qquad (7')$$

Valoarea lui q se calculează atunci :

$$q = 0{,}22\ p_0 \times \frac{1}{10} \times p_1 = 0{,}22\,\frac{1}{10} \cdot 10^{-3} \times$$

$$\times \frac{1}{2} = 0{,}11.10^{-4} = 1{,}1.10^{-5}, \qquad (10)$$

în care :

$p_0 = 10^{-3}$ este probabilitatea de apariţie a perturbaţiilor ;

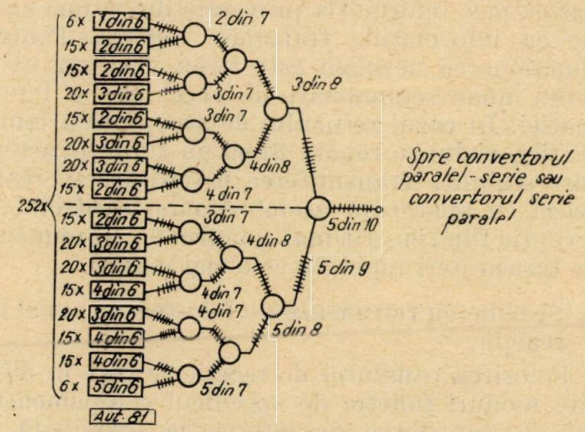


Fig. 7. Schema bloc a unui codificator cu diode cu capacitatea de 252 semnale diferite.

p_1 – probabilitatea de apariţie a impulsurilor de eroare pentru anumite poziţii în cadrul grupului de eroare egală cu circa 1/2 [19].

Valoarea echivocului este de $2{,}5.10^{-5}$.

4.2. *Transmiterea majoritară cu acţionarea la două informaţii identice din trei*

După [17] rezultă probabilitatea de apariţie a grupelor de 6 impulsuri de eroare ca egală cu 0,18 p_0.

$$q = 0{,}18\,\frac{1}{30} \times p_0 \times \frac{1}{2} \times 3 = 0{,}9.10^{-5}; \qquad (11)$$

$$C_2^3 = 3.$$

Valoarea echivocului este de $1{,}8.10^{-5}$.

4.3. *Transmiterea majoritară cu acţionare la trei informaţii identice din cinci*

După [17], calculînd cu relaţia (3), probabilitatea de apariţie a grupelor de 10 sau mai multe erori este egală cu 0,12 p_0.

Ca şi mai sus pentru q se va scrie relaţia :

$$q = 0{,}12\ p_0 \times p_1 \times p_2\ C_3^5 = 0{,}12 \times 10^{-3} \times$$

$$\times \frac{1}{300} \times 10 \times \frac{1}{2} = 0{,}2.10^{-5}, \qquad (12)$$

în care :

p_1 este probabilitatea de apariţie a unei combinaţii complementară de erori egală cu $\frac{1}{300}$;

p_2 – probabilitatea de eroare în interiorul grupului egală cu 1/2 ;

$p_0 = 10^{-3}$.

Valoarea echivocului este de $3{,}5.10^{-6}$.

De remarcat că transmiterea repetată duce la lungirea transmisiei fără a asigura avantaje substanţiale în reducerea echivocului.

Aceste metode se folosesc mai ales acolo unde, din motive tehnico-economice sau de altă natură, utilizarea unui canal de reacţie nu este posibilă. Transmiterea repetată se realizează cu emisia prin citire repetată a informaţiei ce se transmite. La recepţie se compară, în general pas cu pas, informaţia provenită din prima emisie cu informaţiile transmise repetat. Pentru funcţionarea normală este strict necesară existenţa unor semnalizări de acceptare a informaţiei. În cazul refuzului de acceptare a informaţiei, ciclul se repetă după un timp de aşteptare stabilit. Transmiterea majoritară se realizează cu aparatură asemănătoare, controlul la recepţie fiind cu atît mai complex cu cît numărul de transmiteri repetate este mai mare.

5. Sisteme cu retransmitere folosind un canal de reacţie

Folosirea canalului de reacţie se face în diferite moduri funcţie de specificul echipamentului, de cantitatea de informaţie schimbată şi de distanţă. În aplicaţiile obişnuite de telemecanică, transmiterea pe canal de reacţie a unor impulsuri de control din cod nu prezintă prea mare interes, deoarece diferenţa de viteză efectivă obţinută între acest mod de lucru şi retransmiterea întregului mesaj nu este semnificativă. Diferenţe sensibile apar la lungimi de cod depăşind 50—100 intervale elementare [23].

Metodele care se vor discuta aici sînt confirmarea pas cu pas a informaţiei, confirmarea după recepţionarea completă a semnalului şi confirmarea prin codificarea poziţiei elementului final.

La calculul echivocului unui sistem cu retransmitere este necesar să se ţină seamă de următoarele considerente.

Erorile în transmitere apar atît datorită impulsului de zgomot, cît şi datorită variaţiilor bruşte ale parametrilor căii de comunicaţie. Erorile datorite variaţiilor parametrilor căii de comunicaţie apar simultan pe toate canalele de frecvenţă, dar ca fenomene independente pentru cele două receptoare situate la capetele canalului de comunicaţie.

Zgomotul de fluctuaţie, a cărui distribuţie în spectru este uniformă, este caracterizat prin tensiuni de zgomot cu faze diferite. În anumite momente, fazele acestor tensiuni coincid şi atunci amplitudinile instantanee se însumează, dînd naştere la impulsuri de zgomot. Aceste impulsuri de zgomot pot fi considerate singulare şi reprezintă o proporţie relativ redusă din totalul de perturbaţii ale canalului de comunicaţie. Pentru canale de frecvenţă vecine, apariţia acestor perturbaţii reprezintă fenomene independente.

Semnalul util se modifică prin apariţia unor tensiuni de zgomot sub formă de impuls, a cărui valoare egalează şi depăşeşte valoarea semnalului util. Aceste impulsuri apar sub forma impulsurilor grupate. Apariţia lor simultană în canale de frecvenţă vecine se caracterizează printr-o probabilitate ridicată.

Apariţia simultană a unor asemenea impulsuri de perturbaţie la ambele capete ale căii de comunicaţie, în cazul distanţelor mari, cînd între cele două terminale există o atenuare în jurul a 20 dB, este afectată de o probabilitate foarte mică. Din extrapolarea datelor din figura 3 rezultă că valoarea de $1/500 \times$ probabilitatea de apariţie a erorii în canalul de comunicaţie reprezintă o valoare mult acoperitoare.

Aceste considerente permit un calcul al echivocului diferitelor metode de retransmitere.

5.1. *Confirmarea pas cu pas a informaţiei*

În sensul comenzii, informaţia se transmite pe un canal de frecvenţă, iar în sensul confirmării, transmisia se face pe alt canal de frecvenţă; cele două informaţii sînt decalate în timp, de exemplu cu o durată egală cu un interval elementar. Acest tip de confirmare verifică informaţia recepţionată prin compararea ei cu cea emisă. Din punct de vedere al canalului de comunicaţie, conform celor spuse mai sus, numai $\frac{1}{500}\, p_0$ din erorile din categoria erorilor grupate au efecte comparabile asupra ambelor receptoare.

Este util să se remarce că cele două informaţii au următoarea repartiţie în timp:

11 00 11 01 informaţia în sens direct;

110 01 10 11 informaţia în sens invers.

Este evident că pentru apariţia unui echivoc este necesar ca impulsurile perturbate în transmiterea într-un sens să fie refăcute la transmiterea în celălalt sens. Acest lucru implică apariţia unor perturbaţii cu acţiune diferită pe cele două canale de frecvenţă.

Probabilitatea de apariţie a unor asemenea perturbaţii este foarte mică şi se va considera, în mod acoperitor, cu un ordin de mărime inferioară posibilităţii de apariţie a erorii.

Pentru q se foloseşte relaţia aproximativă, neglijînd termenii de ordin superior:

$$q = q_1 + q_2 + q_3, \quad \text{unde:} \qquad (13)$$

q_1 este probabilitatea de apariţie a erorii grupate cu acţiune diferenţiată pe canale de frecvenţă vecine;

q_2 — probabilitatea de apariţie a erorilor ca urmare a tensiunilor de zgomot provenit din zgomotul de fluctuaţie;

q_3 — probabilitatea de apariţie a erorilor ca urmare a apariţiei grupurilor de erori independente pe cele două canale de frecvenţă:

$$q_1 = 0{,}22\, p_0 \frac{1}{500}\frac{1}{10} \times \frac{1}{2} = 0{,}22.10^{-8}, \quad p_0 = 10^{-4};$$

$$q_2 = p_1^4 \frac{1}{10} = 10^{-17};$$

$$q_3 = 0{,}28 \times 0{,}35\, p_1 \times 0{,}28 \times 0{,}35\, p_1 \times \times \frac{1}{2} = 0{,}44.10^{-8};$$

$$q_1 + q_2 + q_3 \simeq 0{,}66.10^{-8}. \qquad (13')$$

Acest mod de confirmare asigură valoarea minimă a echivocului în transmiterea informaţiilor şi viteza maximă de lucru. El nu asigură însă controlul defectărilor locale.

5.2. *Confirmarea după recepţionarea completă a semnalului*

Aceasta are două variante concrete de realizare :

— confirmarea după recepţionare, dar înainte de decodificare ;

— confirmarea după recepţionare şi decodificare, şi atragerea elementului final prin recodificarea poziţiei acestuia.

Din punct de vedere al influenţei canalului de comunicaţie, cele două cazuri sînt aproximativ similare. Nu se vor lua în considerare aici urmările care decurg din existenţa unui interval de timp diferit în cele două cazuri, între semnal şi confirmare.

În aceste cazuri au importanţă numai erorile care au probabilitatea de apariţie de tipul q_1 şi q_2, considerînd de data aceasta în calcul probabilitatea de apariţie a erorii de 10^{-3}.

Valoarea lui q se calculează :

$$q = q_1 + q_3;$$

$$q_1 = \frac{1}{500} \cdot 0{,}28.10^{-3} \frac{1}{2} \times \frac{1}{10} = 2{,}2.10^{-8};$$

$$q_3 = 0{,}28 \times 0{,}35 \times p_1 \times 0{,}28 \times p \times 0{,}35 \frac{1}{2} = = 0{,}44.10^{-8};$$

$$q = q_1 + q_3 = 2{,}64.10^{-8}.$$

În majoritatea sistemelor de telemecanică este necesar schimbul de informaţii în ambele sensuri, deci aparatura suplimentară impusă de canalul de reacţie este mult mai redusă decît ar părea la prima vedere.

6. Reducerea numărului de informaţii refuzate

Codurile autocorectoare de eroare se caracterizează prin prezenţa, în grupul de semnale care constituie codul, a unor semnale de control cu poziţie fixă, a căror valoare (0 sau 1) este specifică codului transmis şi funcţiei autocorectoare prevăzute.

Funcţie de lungimea informaţiei de transmis, adică a grupei de semnale care compun un cuvînt cu redondanţă nulă, şi de numărul de erori corectate, rezultă numărul de impulsuri de control necesare şi lungimea intervalului liber de eroare necesar între codurile perturbate, pentru realizarea autocorecţiei [15].

De exemplu, un cod autocorector de tip Hamming, aplicat unor grupe de informaţii de 4 impulsuri, necesită un interval liber de eroare de 10 intervale elementare. Un cod autocorector de tipul Hagelbarger, aplicat la grupe de 8 impulsuri, necesită un interval liber de eroare de 26 biţi.

Este deci de mare importanţă să se cunoască intervalul liber de eroare pe care se poate conta statistic. Măsurările au arătat că, în cazul amintit, codul de tip Hamming este eficient în 40% din cazuri şi codul de tip Hagelbarger este eficient în 69% din cazuri.

Codurile autocorectoare de eroare reduc numărul de semnale refuzate într-o transmisie de date, dar în acelaşi timp complică substanţial echipamentul.

Utilizarea lor este însă din ce în ce mai frecventă o dată cu necesitatea sporirii randamentului efectiv al transmisiei şi a reducerii de echivoc, proprii echipamentelor speciale de transmitere de date.

7. Concluzii

Aparaturile de transmitere de date fabricate astăzi folosesc procedee foarte variate pentru reducerea echivocului şi creşterea eficienţei efective a transmiterii. Dintre aceste mijloace s-au prezentat aici cele care s-au considerat cele mai caracteristice şi la care se pot reduce majoritatea procedeelor concrete folosite.

Valorile de echivoc care s-au calculat aici reprezintă valori maxime, utile pentru că oferă posibilitatea efectuării unor calcule matematice în scopul comparării eficienţei diferitelor metode de reducere a echivocului.

Din compararea rezultatelor, utilizarea canalului de reacţie duce la cele mai bune rezultate. În plus, în nici una din metodele specifice de transmisie enumerate (repetare, transmitere majoritară etc.) nu se poate renunţa la informaţia transmisă pe canal invers, care să indice dacă informaţia transmisă şi-a atins sau nu scopul şi dacă este sau nu necesară repetarea ei.

În cazul includerii canalului de reacţie în schema de transmitere şi verificare a informaţiei vehiculate se obţine, în afară de reducerea de echivoc analizată mai înainte, şi o mărire substanţială a randamentului, operativităţii şi vitezei de lucru efective a sistemului telemecanic.

Verificarea practică a acestor argumente poate fi găsită în răspîndirea tot mai largă a sistemelor cu canal de reacţie, folosit în moduri diverse.

BIBLIOGRAFIE

[1] Nyquist, H. *Certain topics in telegraph transmission theory.* In : AIEE Trans., **47**, 1928, p. 617.

[2] Alexander, A. A., Gryb, R. M. şi Nast, D. W. *Capabilities of the telephone network for data transmission.* In : Bell system technical journal, mai 1960.

[3] Jonniaux, J. *Télémesures industrielles.* In :Revue E, nr. 11, 1962.
[4] Simbotin, C., Tudoroiu, V., Mihăilescu, E. şi Brana, C. *Modul de organizare a sistemelor moderne de telemecanică industrială.* In : Automatica şi Electronica, nr. 3, 1963, p. 106–110.
[5] Küpfmüller. *Die Systemtheorie der elektrischen Nachrichtentechnik.* Stuttgart, 1952.
[6] Bell, D. A. *Detection and information rate of telegraphic signals.* In : IRE Trans. on communications systems, mart 1961.
[7] Black Harold, S. *Modulation theory.* New York, Van Nostrand, 1953.
[8] Kelly, I., Mercurio, S. şi Willard, D. *Two measuring techniques for the investigation of impulse noise and dropouts on telephone lines.* In : Communication and electronics, ian 1962.
[9] *Impulsno-kodovaia modulaţia.* In : Elektrosviazi, nr. 11, 1962.
[10] Wright, E. P. G. *Error rates and error distributions. Data transmitted over switched telephone connections.* In : IRE Trans. on communications systems, mart 1961.
[11] Enticknap, R. G. *Errors in data transmission system.* In : IRE Trans. on communications systems, mart 1961.
[12] Croisdale, A. C. *Error rates and error detection on telegraph circuits.* In : IRE Trans. on communications systems, mart 1961.
[13] Van Dauren, H. C. A. *Error probability and transmission speed on circuits using error detection and automatic repetition of signals.* In : IRE Trans. on communications systems, mart 1961.
[14] Hamming, W. R. *Error detecting and error correction codes.* In : Bell system technical journal, 29, nr. 1–2, 1950.
[15] Hagelbarger, D. W. *Recurrent codes – easily mechanized, burst correcting binary codes.* In : Bell system technical journal, 38, iul 1959.
[16] Rice, S. O. *Communication in the presence of noise – probability of error for two encoding schemes.* In : Bell system technical journal, **29**, nr. 1–2, 1950.
[17] Corr, E. şi Gorog, E. *Compagnie IBM France. Les codes capables d'assurer une sécurité contre les erreurs dans la transmission de données.* In : L'onde électrique, febr 1963.
[18] Clark, A. P. *Data transmission over telephone circuits.* In : Journal of the british IRE, mai 1962.
[19] Labeyrie, J. *Résultats d'essais de transmission de données sur liaisons téléphoniques.* In : L'onde électrique, febr 1963.
[20] Paliet, M. *Transmission d'information numérique.* In : L'onde électrique, febr 1963.
[21] Coiron, M. C., Duprie, G. şi Lanmy, B. *Un système de transmission de données numériques.* In : L'onde électrique, febr 1963.
[22] Constantinescu, I., Condrea, S. şi Nicolau, E. *Teoria informaţiei.* Bucureşti, Ed. tehnică, 1958.
[23] Metzer, Morgan. *Coded feedback communication systems.* In : Communication and electronics, ian 1962.
[24] Soubies, C. *Les systèmes modernes de télécommande.* In : Revue générale d'électricité, nr. 10, 1962.
[25] Caldwell, S. H. *Switching circuits theory and design.* New York, Wiley, 1960.

Ing. P. CONSTANTIN

Contribuţii la studiul sistemelor cuprinzînd regulatoare numerice de tip proporţional

Regulatoarele numerice reprezintă un mod de pătrundere a tehnicii numerice în automatizări. Stadiul actual al studiului acestor regulatoare este insuficient dezvoltat atît teoretic, cît şi experimental. Totuşi din datele prezentate pînă în prezent se întrevede că regulatoarele numerice prezintă o serie de avantaje în raport cu cele analogice, dintre care menţionăm : precizie mare de asigurare a legii de reglare, nomenclatura detaliilor mai mică şi posibilitatea variaţiei parametrilor în limite largi.

Utilizarea acestora este recomandată în special pentru reglarea mărimilor care se transformă uşor în formă numerică : frecvenţă, turaţie, debit etc.

Metodele generale de analiză şi sinteză pentru regulatoarele (compensatoarele) numerice s-au elaborat pe baza teoriei sistemelor cu impulsuri (cu date eşantionate) [1], [2], [3].

Studii concrete privitoare la regulatoare particulare de tip P, PI, PD, PID se întîlnesc mai puţine în literatură. În lucrările [5], [6] se prezintă unele rezultate care se referă la obiecte reglate cu ecuaţii de ordinul 1 şi cu întîrziere.

În lucrarea de faţă se prezintă cîteva constatări privind comportarea în regim tranzitoriu şi staţionar a sistemelor automate liniare cuprinzînd regulatoarele numerice de tip P pentru obiecte reglate cu ecuaţii de ordinul 2 şi pentru acţiuni treaptă şi rampă aplicate la intrare.

Rezultatele obţinute se compară cu proprietăţile sistemelor cuprinzînd regulatoare continue, pentru care există date în literatură [4].

Verificarea datelor obţinute se face simplu, observînd că, atunci cînd perioada de eşantionare T tinde către zero, sistemul se reduce la sistemul continuu corespunzător. Dacă în relaţiile obţinute pentru sistemul numeric se face ca T să tindă către zero, se obţin relaţiile sistemului continuu.

1. Metodica generală de analiză

Schema bloc a sistemului automat cu regulator numeric este reprezentată în figura 1 şi cuprinde elementul de comparaţie *1*, elementul de impuls *2*, care este un convertor analog — numeric, regulatorul numeric de tip P *3*, elementul de impuls de ieşire fictiv *4*, care arată că *3* furnizează date la valori discrete ale timpului, elementul de fixare *5*, care

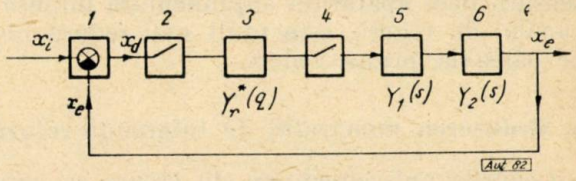


Fig. 1

este un interpolator de ordinul zero (convertor numeric-analog), şi elementul de execuţie inclusiv obiectul reglat *6*.

Funcţia de transfer a elementului de fixare şi funcţia de transfer discretă a regulatorului sînt date de expresiile :

$$Y_1(s) = \frac{1 - e^{-Ts}}{s}; \qquad (1)$$

$$Y_r^*(q) = K_r. \qquad (2)$$

Pentru analiza sistemului închis se stabileşte funcţia de transfer discretă a acestuia în modul următor :

1) se determină funcţia de transfer a părţii continue:

$$Y_{cT}(s) = Y_1(s) \cdot Y_2(s); \tag{3}$$

2) se trece în domeniul timpului normat ($t = T \cdot \bar{t}$) înlocuind variabila complexă s cu $\frac{q}{T}$:

$$Y_c(q) = \frac{1}{T} Y_{cT}\left(\frac{q}{T}\right); \tag{4}$$

3) se determină caracteristica de impuls a părţii continue, care reprezintă răspunsul părţii continue la un impuls Dirac:

$$K_c(\bar{t}) = L^{-1}[Y_c(q)]; \tag{5}$$

4) se determină funcţia de transfer discretă a părţii continue, care este transformata Laplace discretă a caracteristicii de impuls la momente de timp discrete:

$$Y_c^*(q) = D\{K_c[n]\}; \tag{6}$$

5) se determină funcţia de transfer discretă a sistemului deschis:

$$Y^*(q) = Y_r^*(q)\, Y_c^*(q); \tag{7}$$

6) se determină funcţia de transfer discretă a sistemului închis relativă la eroare:

$$Y_d^*(q) = \frac{1}{1 + Y^*(q)}. \tag{8}$$

2. Obiectul reglat, element de inerţie

Funcţia de transfer a obiectului reglat cu inerţie, în care este înglobată şi acţiunea elementului de execuţie considerată proporţională, este dată de relaţia:

$$Y_2(s) = \frac{K_2}{Is^2}. \tag{9}$$

Efectuînd succesiv operaţiile arătate la paragraful precedent, se determină expresia finală a funcţiei de transfer discrete a sistemului închis relativă la eroare:

$$Y_d^*(q) = \frac{(e^q - 1)^2}{e^{2q} - e^q(2 - \alpha) + \alpha + 1}, \tag{10}$$

în care:

$$\alpha = \frac{K_r K_2 T^2}{2I} = \frac{K T^2}{2\dot{I}}.$$

Polinomul de la numitorul funcţiei de transfer avînd o formă simplă, pentru aprecierea stabilităţii sistemului folosim criteriul algebric [1—3], [7]. Conform acestui criteriu, condiţiile necesare şi suficiente pentru stabilitatea sistemului avînd un polinom caracteristic de forma $a_2 e^{2q} + a_1 e^q + a_0$ sînt:

$$\left|\frac{a_0}{a_2}\right| < 1 \quad (11); \quad \left|\frac{a_1}{a_2 + a_0}\right| < 1. \tag{12}$$

Pentru sistemul dat condiţia (11) devine:

$$|\alpha + 1| < 1. \tag{13}$$

Această condiţie nu poate fi îndeplinită, deoarece α este pozitiv, astfel că sistemul este instabil spre deosebire de sistemul continuu corespunzător care este stabil [4].

3. Obiectul reglat, cu inerţie şi frecare

Funcţia de transfer a obiectului reglat este:

$$Y_2(s) = \frac{K_2}{Is^2 + fs}. \tag{14}$$

Funcţia de transfer discretă a sistemului închis relativă la eroare se poate pune sub forma:

$$Y_d^*(q) = \frac{(e^q - 1)(e^q - e^{-\alpha})}{e^{2q} - e^q[1 + e^{-\alpha} - \beta(\alpha + e^{-\alpha} - 1)] + e^{-\alpha} - \beta(e^{-\alpha} + \alpha e^{-\alpha} - 1)}, \tag{15}$$

în care s-au introdus mărimile α şi β:

$$\alpha = \frac{f}{I} \cdot T; \tag{16}$$

$$\beta = \frac{K_r K_2 \dot{I}}{f^2} = \frac{K\dot{I}}{f^2}. \tag{17}$$

Proprietăţile sistemului se exprimă mai departe în funcţie de α care depinde de perioada de eşantionare, în afară de coeficientul de frecare şi cel de inerţie, şi în funcţie de β care depinde de factorul total de amplificare K, în afară de f şi I.

Stabilitatea sistemului. Observînd că a_0 este pozitiv pentru orice valori pozitive ale parametrilor α şi β, prima condiţie de stabilitate este satisfăcută pentru valori ale parametrului β care satisfac inegalitatea:

$$\beta < \frac{1 - e^{\alpha}}{1 + \alpha - e^{\alpha}}. \tag{18}$$

Pentru valori ale parametrului β care satisfac inegalitatea (19), condiţia a doua de stabilitate este satisfăcută:

$$\beta < \frac{1 + e^{\alpha}}{1 + \alpha e^{\alpha} - e^{\alpha}}. \tag{19}$$

Cînd β satisface inegalitatea (20), condiţia a doua de stabilitate este satisfăcută dacă β satisface şi (21):

$$\beta > \frac{1 + e^{\alpha}}{1 + \alpha e^{\alpha} - e^{\alpha}}; \tag{20}$$

$$\beta < \frac{2(1 + e^{\alpha})}{\alpha + 2 + (\alpha - 2) e^{\alpha}}. \tag{21}$$

În concluzie, sistemul are stabilitate limitată. Dacă sînt îndeplinite simultan condiţiile (18) şi (19) sau (18), (20) şi (21) sistemul este stabil, spre deosebire de sistemul continuu care este întotdeauna stabil.

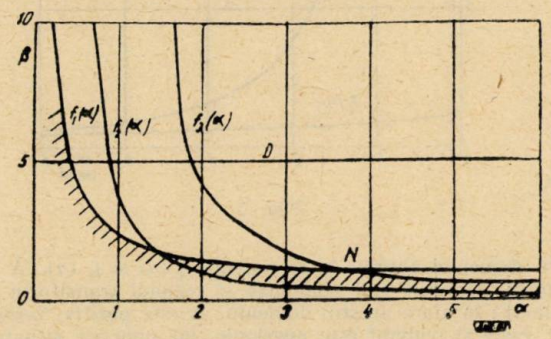


Fig. 2

Condiţiile de stabilitate arătate se reprezintă grafic determinînd domeniul de stabilitate în planul α, β. În acest scop, în figura 2 se reprezintă grafic funcţiile:

$$\beta = f_1(\alpha) = \frac{e^{\alpha} - 1}{e^{\alpha} - \alpha - 1}; \tag{22}$$

$$\beta = f_2(\alpha) = \frac{e^{\alpha} + 1}{1 + \alpha e^{\alpha} - e^{\alpha}}; \tag{23}$$

$$\beta = f_3(\alpha) = \frac{2(e^{\alpha} + 1)}{\alpha + 2 + (\alpha - 2) e^{\alpha}}. \tag{24}$$

Domeniul de stabilitate (haşurat) este limitat de curba $f_1(\alpha)$ şi $f_3(\alpha)$ în partea superioară şi de axa absciselor în partea inferioară.

Regimul tranzitoriu. Aspectul regimului tranzitoriu depinde de natura zerourilor polinomului de la numitorul funcţiei de transfer. Discriminantul ecuaţiei de gradul 2 în e^q, corespunzătoare acestui polinom, şi al cărui semn determină natura zerourilor, se poate pune sub forma următoare:

$$\Delta(\alpha, \beta) = \beta^2 (e^{-\alpha} + \alpha - 1) - 2\beta (1 - e^{-\alpha}) (1 + \alpha - e^{-\alpha}) + (1 - e^{-\alpha})^2. \quad (25)$$

Cînd $\Delta < 0$, zerourile polinomului de la numitorul funcţiei de transfer sînt complexe şi regimul tranzitoriu are caracter oscilant; cînd $\Delta > 0$, zerourile sînt reale şi regimul este aperiodic, iar cînd $\Delta = 0$, regimul este aperiodic critic.

Se vor stabili domeniile cu regim tranzitoriu diferit în planul α, β. În acest scop se va studia semnul discriminantului Δ considerat ca un trinom de gradul 2 în β.

Rădăcinile ecuaţiei în β, $\Delta = 0$, după transformări simple se aduc la forma:

$$\beta = f_4(\alpha) = \frac{1}{\left[1 + \sqrt{\frac{\alpha}{1 - e^{-\alpha}}}\right]^2}; \quad (26)$$

$$\beta = f_5(\alpha) = \frac{1}{\left[1 - \sqrt{\frac{\alpha}{1 - e^{-\alpha}}}\right]^2}. \quad (27)$$

Se reprezintă grafic funcţiile $f_4(\alpha)$ şi $f_5(\alpha)$ în planul α, β (fig. 3).

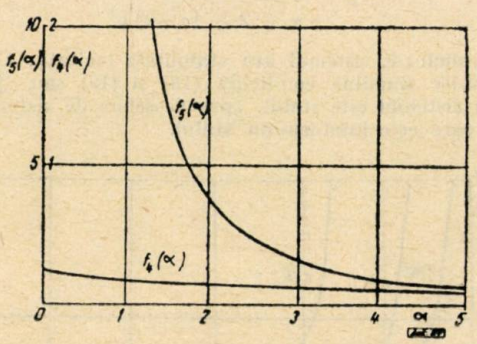


Fig. 3

În domeniul cuprins între curbele $f_4(\alpha)$ şi $f_5(\alpha)$, Δ este negativ, zerourile sînt complexe şi regimul tranzitoriu este oscilant; în afara acestui domeniu, Δ este pozitiv, zerourile sînt reale şi regimul este aperiodic, iar punctele situate pe cele 2 curbe corespund regimului aperiodic critic.

Expresia erorii în regim tranzitoriu pentru o treaptă la intrare se determină făcînd transformata Laplace discretă inversă din $X_d^*(q)$:

$$x_d[n] = D^{-1}[X_d^*(q)] = D^{-1}[X_i^*(q)\, Y_d^*(q)] = D^{-1}\left[\frac{e^q}{e^q - 1}\, Y_d^*(q)\right].$$

Efectuînd calculele în cazul regimului oscilant, $x_d[n]$ se aduce la forma:

$$x_d[n] = \frac{e^{\gamma n}}{\cos \psi} \cdot \cos(\bar{\omega} n - \psi). \quad (28)$$

Mărimile γ, ψ, $\bar{\omega}$ se pot determina pe baza relaţiilor (29) (30) şi (31):

$$e^{\gamma} = \sqrt{e^{-\alpha} - \beta (e^{-\alpha} + \alpha e^{-\alpha} - 1)}; \quad (29)$$

$$\cos \bar{\omega} = \frac{e^{-\alpha} + 1 - \beta (e^{-\alpha} + \alpha - 1)}{2e^{\gamma}}; \quad (30)$$

$$\operatorname{tg} \psi = \frac{1}{\sin \bar{\omega}} [\cos \bar{\omega} - e^{-(\alpha + \gamma)}]. \quad (31)$$

Expresia erorii în regimul aperiodic critic se obţine sub forma (32) în care termenul al doilea se consideră nul pentru $n = 0$:

$$x_d[n] = (n + 1) a_1^n - e^{-\alpha} n \cdot a_1^{n-1}, \quad (32)$$

în care a_1 este polul dublu al transformatei erorii:

$$a_1 = \frac{1}{2} [e^{-\alpha} + 1 - \beta (e^{-\alpha} + \alpha - 1)]. \quad (33)$$

Verificarea rezultatului obţinut se face pentru cazul regimului aperiodic critic corespunzător sistemului continuu. În lucrarea [4] se arată că regimul aperiodic critic are loc atunci cînd între mărimile f, K, I există legătura:

$$f = 2\sqrt{KI}.$$

Cu această relaţie şi considerînd că în lucrarea citată s-a notat $a = f/2I$, mărimile α şi β devin:

$$\alpha = 2aT; \quad (34)$$

$$\beta = \frac{1}{4}. \quad (35)$$

În figura 3 se observă că, la valori mici ale parametrului α, curba $\beta = 1/4$ este situată în domeniul regimului oscilant. De aceea pentru verificare se pleacă de la expresia erorii în regimul tranzitoriu oscilant (28), se înlocuieşte n cu t/T şi se face limita erorii pentru T (perioada de eşantionare) tinzînd către zero şi considerînd pe t constant.

În urma unui calcul laborios se arată că:

$$\lim_{T \to 0} x_d\left[\frac{t}{T}\right] = e^{-at} (1 + at). \quad (36)$$

Valoarea obţinută reprezintă expresia erorii, în regim tranzitoriu aperiodic critic, a sistemului cu regulator continuu de tip P la o acţiune treaptă aplicată la intrare [4].

Eroarea în regim tranzitoriu, la o variaţie liniară a mărimii de intrare $x_d[n] = nT$, se determină de asemenea cu transformata Laplace discretă inversă din $x_d^*(q)$:

$$x_d[n] = D^{-1}\left[\frac{Te^q}{(e^q - 1)^2} \cdot Y_d^*(q)\right].$$

Efectuînd calculele, se obţine $x_d[n]$ sub forma:

$$x_d[n] = \frac{T}{\alpha\beta}\left\{1[n] - \frac{e^{\gamma n}}{\cos \psi} [\cos(\bar{\omega} n + \psi)]\right\}. \quad (37)$$

În această expresie γ şi $\bar{\omega}$ sînt date de relaţiile (29) şi (30), iar ψ se calculează cu (38):

$$\operatorname{tg} \psi = \frac{1}{\sin \bar{\omega}} (\cos \bar{\omega} + \alpha\beta\, e^{-\gamma} - e^{-\gamma}). \quad (38)$$

Expresia erorii în regim aperiodic critic pentru $n \geqslant 2$ se deduce pe aceeaşi cale, obţinîndu-se:

$$x_d[n] = \frac{T}{\alpha\beta} [1[n] + (\alpha\beta - 1) n a_1^{n-1} + e^{2\gamma} (n - 1) a_1^{n-2}]. \quad (39)$$

În relaţia (39), a_1 este dat de (33).

Verificarea rezultatului obţinut se face în acelaşi mod ca

mai sus pentru regimul aperiodic critic continuu, plecînd de la regimul oscilant discret.

Se obţine :

$$\lim_{T \to 0} x_d \left[\frac{t}{T} \right] = \frac{1}{a} [2 - e^{-at} (at + 2)]. \quad (40)$$

Aceasta este expresia erorii, în regim aperiodic critic, a sistemului cu regulator continuu de tip P la o acţiune liniară aplicată la intrare [4].

Indicii regimului tranzitoriu. Un indice de calitate important al regimului tranzitoriu este durata acestuia. Referindu-ne la regimul tranzitoriu de tip oscilant, la o acţiune treaptă aplicată la intrare, vom considera, ca durată a regimului tranzitoriu, timpul în decursul căruia „amplitudinea" erorii sistemului scade la $\frac{1}{e}$ din valoarea iniţială.

Cu această definiţie din (28) se deduce durata regimului tranzitoriu :

$$n_d = - \frac{2}{\ln [e^{-\alpha} - \beta (e^{-\alpha} + \alpha e^{-\alpha} - 1)} \quad (41)$$

sau trecînd la timpul real :

$$t_d = - \frac{2T}{\ln [e^{-\alpha} - \beta (e^{-\alpha} + \alpha e^{-\alpha} - 1)}. \quad (42)$$

Un al doilea indice important al regimului tranzitoriu este suprareglajul. Acesta reprezintă valoarea maximă a diferenţei $x_e - x_i$ la acţiunea de tip treaptă. Observînd că suprareglajul se produce la timpul normat discret $n = \frac{\psi + \pi}{\bar{\omega}}$, cînd $\cos(\bar{\omega} n - \psi)$ are valoarea -1, se deduce :

$$\Delta x_e[n]_{max} = \frac{e^{\frac{\gamma}{\bar{\omega}}(\psi + \pi)}}{\cos \psi}. \quad (43)$$

Regimul staţionar. Valoarea erorii în regim staţionar se obţine fie folosind transformata Laplace discretă a erorii şi teorema valorii finale, fie folosind expresia erorii în regim tranzitoriu şi determinînd limita acesteia cînd timpul discret tinde către infinit. S-au folosit ambele metode, care duc la acelaşi rezultat.

Cu teorema valorii finale eroarea staţionară este :

$$x_{ds} = \lim_{n \to \infty} x_d [n] = \lim_{q \to 0} (e^q - 1) X_d^*(q).$$

La acţiunea de tip treaptă se obţine eroare staţionară nulă, iar la acţiunea liniară, eroarea staţionară are expresia (44) :

$$x_{ds} = \frac{f}{K}. \quad (44)$$

Aceste valori coincid cu cele corespunzătoare regulatorului continuu de tip P.

Influenţa factorului de amplificare şi coeficientului de frecare asupra regimului staţionar şi tranzitoriu. Relaţia (44) arată că eroarea staţionară creşte cînd coeficientul de frecare creşte. Pentru a urmări influenţa variaţiei acestui coeficient asupra regimului tranzitoriu se transformă expresia de la numitorul relaţiei (42), care dă durata regimului tranzitoriu, şi se pune sub forma :

$$\ln \left(e^{-\alpha} + \frac{KT^2}{I} \cdot \frac{e^{-\alpha} - \alpha - 1}{\alpha^2 e^{\alpha}} \right). \quad (45)$$

La studiul stabilităţii s-a arătat că expresia din paranteză notată cu a_0 este pozitivă şi mai mică decît 1. Termenul $e^{-\alpha}$ scade cînd α creşte. Termenul al doilea scade de asemenea cînd α creşte, deoarece derivata funcţiunii respective în α este negativă :

$$f'(\alpha) = - \frac{2}{e^{\alpha}} \left(\frac{1}{3!} + \frac{\alpha}{4!} + \frac{\alpha^2}{5!} + \dots \right).$$

Deci cînd f creşte, α creşte, a_0 scade şi, fiind subunitar, durata regimului tranzitoriu scade.

Ca urmare, influenţa coeficientului de frecare asupra regimului staţionar şi tranzitoriu este contradictorie, proprietate analogă regulatorului P continuu [4].

Relaţia (44) arată că eroarea staţionară scade cînd factorul de amplificare creşte. Din (42) se deduce direct că, atunci cînd K creşte, β creşte, a_0 creşte şi durata regimului tranzitoriu creşte de asemenea.

Ca urmare, influenţa factorului de amplificare asupra regimului tranzitoriu este de asemenea contradictorie.

Influenţa factorului de amplificare asupra regimului staţionar este aceeaşi ca în cazul regulatorului continuu.

Dacă se consideră şi în cazul regulatorului continuu aceeaşi definiţie pentru durata regimului tranzitoriu, atunci factorul de amplificare n-are nici o influenţă asupra duratei regimului tranzitoriu.

Într-adevăr din expresia erorii în regim tranzitoriu [4] în cazul regulatorului continuu de tip P, cu obiect reglat identic, se deduce durata regimului tranzitoriu :

$$t_c = \frac{1}{a}. \quad (46)$$

Interpretarea rezultatelor obţinute cu teorema eşantionării (Kotelnikov — Shannon). Conform acestei teoreme, dacă spectrul de frecvenţă al mărimii de intrare în sistemul deschis este limitat ($\omega < \omega_i$), dacă frecvenţa de eşantionare ω_0 este mai mare decît dublul frecvenţei de tăiere ω_i şi dacă după elementul de impuls urmează un filtru trece—jos ideal, care trece frecvenţele mai mici decît ω_i, atunci sistemul cu impulsuri închis are caracteristici identice cu ale sistemului continuu corespunzător.

În sistemul considerat, elementul de fixare are o caracteristică de frecvenţă apropiată de cea a filtrului trece—jos, iar mărimea de intrare în sistemul deschis are de asemenea un spectru limitat de frecvenţă. De aceea diferenţa dintre proprietăţile sistemului cu impulsuri şi ce'e ale celui continuu este determinată în special de frecvenţa de eşantionare ω_0. În legătură cu aceasta, în lucrarea [1] se arată că, atunci cînd frecvenţa de eşantionare creşte (perioada T scade), proprietăţile sistemului discret se apropie de cele ale sistemului continuu.

Dacă ne referim la stabilitatea sistemului cu regulator numeric şi obiect reglat cu inerţie şi fără (fig. 2) şi considerăm că toate mărimile sînt constante în afară de T, observăm că, pentru valori mari ale lui α (deci ale lui T), sistemul este instabil, iar pentru valori mici sistemul este stabil ca şi sistemul continuu corespunzător (dreapta D).

Dacă ne referim la durata regimului tranzitoriu, în primul rînd observăm că aceasta este mai mare la sistemul cu regulator numeric decît la cel cu regulator continuu.

Într-adevăr raportul t_d/t_c se poate pune sub forma :

$$\frac{t_d}{t_c} = \frac{\alpha}{\alpha - \ln [1 + \beta (e^{\alpha} - \alpha - 1)]}. \quad (47)$$

Se observă că logaritmul de la numitor este pozitiv, deoarece expresia logaritmată este mai mare decît 1 :

$$1 + \beta (e^{\alpha} - \alpha - 1) = 1 + \beta \left(\frac{\alpha^2}{2!} + \frac{\alpha^3}{3!} + \dots \right) > 1.$$

Deci :

$$\frac{t_d}{t_c} > 1. \quad (48)$$

Adică durata regimului tranzitoriu a sistemului discret este mai mare decît cea a sistemului continuu corespunzător.

În al doilea rînd se observă că, atunci cînd T tinde către zero, durata regimului tranzitoriu t_d tinde către t_c :

$$\lim t_d = \lim \left[- \frac{2T}{\ln[e^{-2aT} - \beta(e^{-2aT} + 2aTe^{-2aT} - 1)]} \right] = \frac{1}{a}.$$

Această proprietate arată că, numai atunci cînd $T \to 0$, proprietăţile sistemului discret se confundă cu cele ale celui continuu, din cauză că în sistemul considerat nu sînt îndeplinite strict condiţiile impuse de teorema eşantionării şi, în special, condiţia de filtru trece-jos ideal cerută elementului de fixare.

4. Concluzii

Din studiul prezentat se deduc următoarele concluzii:

1) sistemul cuprinzînd regulator numeric de tip P şi obiect reglat cu inerţie este instabil, spre deosebire de sistemul continuu care este stabil;

2) sistemul cuprinzînd regulator numeric de tip P şi obiect reglat cu inerţie şi frecare are stabilitate limitată, în timp ce sistemul continuu are un domeniu nelimitat de stabilitate;

3) în acest sistem, regimul tranzitoriu poate să aibă caracter oscilant, aperiodic critic sau aperiodic, după valori diferite ale parametrilor, în mod analog ca în sistemul continuu corespunzător;

4) durata regimului tranzitoriu oscilant la acest sistem este mai mare decît la sistemul continuu;

5) coeficientul de frecare influenţează contradictoriu regimul staţionar şi tranzitoriu, în mod analog ca şi la regulatorul continuu;

6) factorul de amplificare influenţează de asemenea contradictoriu regimul staţionar şi tranzitoriu oscilant, spre deosebire de sistemul continuu în care factorul de amplificare nu influenţează durata regimului tranzitoriu oscilant;

7) eroarea staţionară a sistemului cu regulator numeric de tip P are aceeaşi expresie ca în sistemul continuu corespunzător;

8) relaţiile (42), (43), (44), care exprimă durata regimului tranzitoriu, suprareglajul şi eroarea staţionară, se pot utiliza la sinteza sistemului respectiv.

BIBLIOGRAFIE

[1] Tîpkin, I. Z. *Teoria impulsnih sistem.* Moscova, 1958.

[2] Jury, E. I. *Sampled-data control systems.* New York, 1959.

[3] Tow, J. T. *Digital and sampled-data control systems.* New York, 1959.

[4] Penescu, C. *Automatica şi telemecanica sistemelor energetice.* Bucureşti, 1957.

[5] Krug, E. K. *Caracteristicile dinamice şi acordul sistemelor cu regulatoare discrete.* In: Avtomatika i telemehanika, nr. 4, 1962.

[6] Krug, E. K. *Unele probleme ale caracteristicilor dinamice ale sistemelor cu diferite regulatoare continue şi discrete.* In: Avtomatika i telemehanika, nr. 7, 1964.

[7] Jury, E. I. *Zur Stabilität liniar Impulssysteme.* In: Regelungstechnik, nr. 4, 1962.

[8] Tîpkin, I. Z. *Despre sistemele de reglare automată cuprinzînd instalaţii de calcul numeric.* In: Avtomatika i telemehanika, nr. 8, 1956.

ACTUALITĂŢI

Sisteme de reglare cu mai multe intrări şi ieşiri

În general, funcţionarea unor asemenea sisteme de reglare multiple este descrisă cu ecuaţii complicate, chiar şi numai pentru a se stabili relaţii calitative [1]. În aplicaţii, pe de altă parte, se întîlnesc deseori cazuri în care condiţiile de reglare duc la o interacţiune între diferitele sisteme de reglare, şi deci considerarea lor ca sisteme individuale poate să nu fie corectă. Asemenea situaţii sînt caracteristice pentru funcţionarea, de exemplu, a cazanelor cu abur [2] şi a coloanelor de distilare [3]. În acest din urmă caz, funcţionarea procesului poate fi descrisă întrebuinţînd două variabile, presiunea şi temperatura, adică cu ajutorul unui sistem

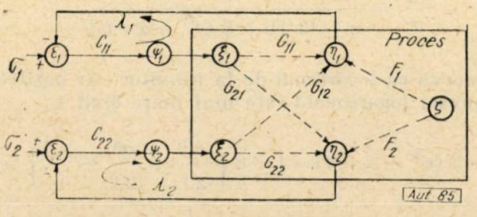


Fig. 1. Diagrama semnalelor într-un sistem de reglare cu două variabile [4].

cu două variabile de intrare şi două de ieşire [4]. Diagrama semnalelor într-un asemenea caz este arătată în figura 1 [3], în care s-au folosit notaţiile [4]:

σ — mărimile de intrare în sistemul de reglare multiplu;

ε — mărimile de acţionare;

C — mărimea de comandă (ieşirea din regulator);

ξ — mărimea de execuţie;

η — mărimea de ieşire din proces;

ζ — perturbaţia;

G şi F — răspunsul procesului.

Efectul interacţiunii asupra unuia din cele două sisteme de reglare poate fi reprezentat printr-un factor de interacţiune I dat de:

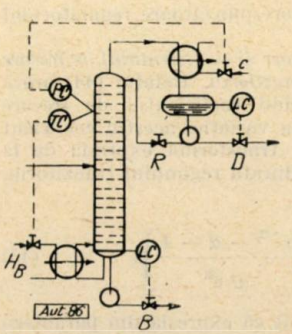


Fig. 2. Reglarea unei coloane de distilare cu un factor I mare [3].

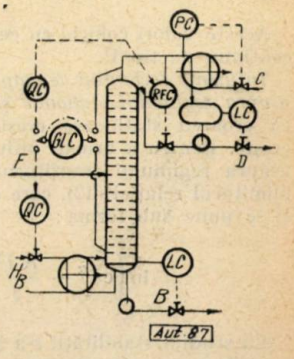


Fig. 3. Aplicarea reglării raportului [4].

$$\dot{I} = \frac{1 + (1 - k)\lambda_2}{1 + \lambda_2},$$

în care λ_2 este coeficientul de amplificare al celuilalt sistem şi k este dat de :

$$k = \frac{G_{12} G_{21}}{G_{11} G_{22}}.$$

Acest coeficient are un rol important şi valoarea lui statică este de dorit să fie mai mică decît 1 ; în ce priveşte faza lui, o fază în avans este nefavorabilă.

În figura 2 s-au arătat reglările uzuale la o coloană de distilare în una din soluţiile adoptate în practică. Scopurile acestor reglări sînt următoarele :

— să se asigure o producţie fără variaţii ; pentru aceasta se întrebuinţează un sistem de reglare a nivelului cu un regulator P cu V_R mic ;

— să se menţină constantă în coloană presiunea ;

— să se menţină produsul la o calitate specificată ; în acest scop este esenţial să se menţină un raport corect între produsul de bază şi cel de vîrf ; metoda cu care se obţine aceasta constă în a se face o reglare de temperatură şi presiune.

Calculul coeficientului $k_{\theta P}$ de interacţiune între temperatură şi presiune arată că pentru produse a căror separare este dificilă valoarea lui este nefavorabilă dacă se întrebuinţează schema de reglare din figura 2. Această interacţiune poate fi redusă dacă temperatura se reglează influenţîndu-se asupra refluxului R altfel decît în felul din figură.

Actualmente sînt fabricate analizoare GLC în flux continuu care funcţionează satisfăcător, care pot fi comutate pentru a analiza calitatea produsului din vîrf şi a aceluia de la fund. În acest caz (fig. 3), calitatea produsului de la vîrf este reglată cu ajutorul refluxului, şi a aceluia de la fund, prin încălzirea schimbătorului de căldură. Calculul coeficientului k_{ex} de interacţiune a celor două circuite de reglare duce la concluzia că se reduce această interacţiune dacă se întrebuinţează schema de reglare din figura 3. În acest caz, un regulator se întrebuinţează pentru a se regla raportul dintre reflux şi debitul superior, şi regulatorul de calitate reglează raportul dintre cele două produse.

BIBLIOGRAFIE

[1] Mesarović, M. D. *The control of multivariable systems.* New York, Wiley, 1960.

[2] Chatterjee, H. K. In : Proc. 1-st IFAC Congress, 1960.

[3] Rosenbrock, H. H. In : Trans. Instn. chem. engnrs, 40, 1962.

[4] Rijnsdorp, J. E. *Interaction in two-variable control systems for distillation columns — II.* In : Automatica, 3, nr. 1, oct 1965.

Eficienţa economică şi viitorul automatizării proceselor industriale [1]

Orice dezvoltare a automatizării unui proces tehnologic trebuie să aibă o justificare economică, adică să realizeze aceleaşi performanţe cu un cost mai redus sau să le realizeze mai bine decît instalaţiile cu metodele obişnuite. Ţinînd seamă de aceasta, se vor arăta unele limite economice care trebuie avute în vedere la proiectarea automatizărilor moderne. Dacă se acceptă că un sistem de reglare simplu costă în medie 4 000 de dolari [2], atunci în figura 1 s-a arătat domeniul în care variază procentul de aparatură de automatizare faţă de investiţia totală, iar în figura 2, numărul de circuite de reglare în funcţie de investiţia totală în industria chimică.

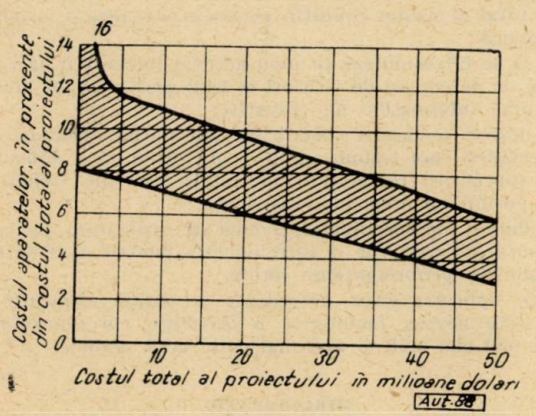


Fig. 1. Domeniul de cost, în %, al aparaturii de automatizare faţă de investiţia totală [2].

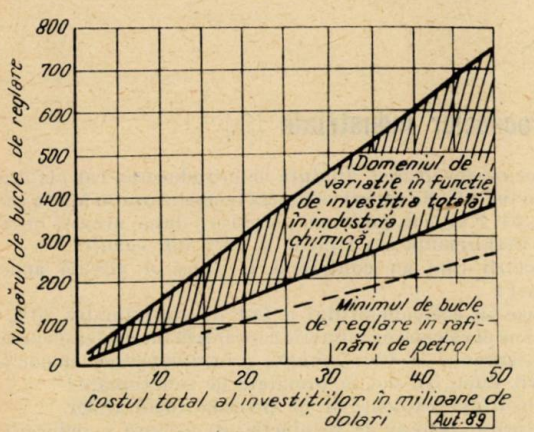


Fig. 2. Numărul de circuite de reglare în funcţie de investiţie, pentru industria chimică [2].

În ce priveşte, în special, introducerea calculatoarelor electronice, limitele acceptate actualmente pentru eficienţa lor economică sînt de 0,5—6 % beneficiu net asupra investiţiei totale în instalaţiile conduse prin calculator. Dacă din studii preliminare a rezultat un beneficiu net mai mare decît 6 %, aceasta indică necesitatea reexaminării întregului proces pentru a se introduce schimbări în chiar utilajul de bază [3]. În ce priveşte această introducere a calculatoarelor în industria chimică, concepţia actuală asupra diferitelor etape este arătată în figura 3.

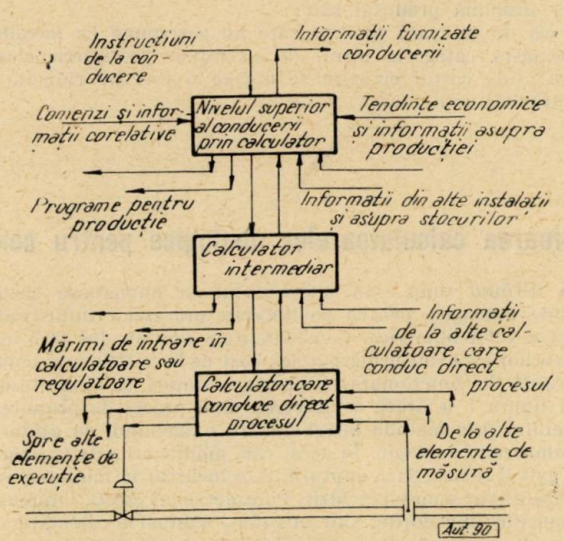


Fig. 3. Concepţia actuală asupra diferitelor nivele de automatizare în industria chimică [3].

În ultimii ani, costul procentual al aparaturii de automatizare față de investiția totală a fost în continuă creștere și estimațiile recente au indicat că această creștere va continua în perioada următoare 1965—1975 (fig. 4) [3].

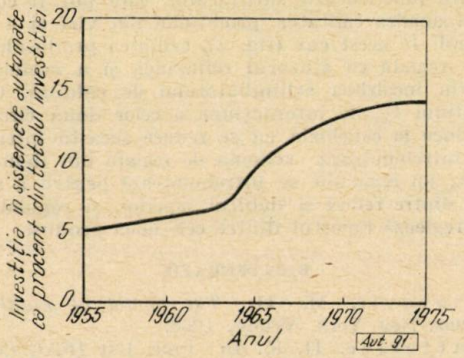


Fig. 4. Estimații asupra valorii aparaturii de automatizare în perioada pînă în 1975.

Sînt de menționat și unele dintre problemele actuale ale dotării cu aparatură de automatizare pentru care vor fi necesare studii în perioada următoare :

— Este posibil să se stabilească un algoritm mai bun pentru funcția regulatorului decît actualul sistem bazat pe efectul P, I și D? Aceste studii trebuie să se refere la introducerea unui sistem prin testare și la determinarea optimă a perioadei de testare.

— Care este relația optimă dintre această perioadă de testare și constanta de timp a elementului de execuție? Actualmente perioada de testare se fixează oarecum arbitrar astfel : reglări de debite : o dată pe secundă ; reglări de presiune și nivele : o dată la 5 s ; reglări de temperaturi : o dată la 20 s.

— Care este numărul minim al personalului necesar pentru a conduce o mare instalație modernă?

BIBLIOGRAFIE

[1] Williams, T. J. *Economics and the future of process control.* In : Automatica, 3, nr. 1, oct 1965.

[2] Williams, T. J. *What to expect from direct-digital control.* In : Chem. engng., nr. 5, 1964.

[3] Aldrich, K. *The boom is just beginning.* In : Contr. engng., nr. 1, 1965.

Asupra specificațiilor pentru procurarea aparaturii de automatizare [1]

Scopul unei specificații este ca, pe baza indicațiilor date, să se comande un element de care este nevoie și care să îndeplinească cerințele indicate, cu nimic în plus sau în minus. Ținînd seamă de aceasta, specificația trebuie să cuprindă în mod complet cerințele și să fie întocmită în mod clar, concis și cu indicarea exactă a performanțelor. Ea constituie un factor important în realizarea economică a instalației : dacă cerințele nu sînt de fapt necesare, elementul de automatizare și pînă la urmă întreaga instalație vor costa mai mult fără justificare, iar dacă cerințele sînt sub acelea care corespund condițiilor reale de funcționare, va fi necesară o reproiectare și deci în cele din urmă o nouă investiție.

O bună specificație se întocmește deci aplicîndu-se unele procedee care se întîlnesc la proiectarea unui produs nou, și această operație trebuie făcută logic și sistematic. Următoarele aspecte trebuie avute în vedere [1] :

— textul să fie clar și precis ;

— dacă elementul poate fi procurat de la mai mulți fabricanți, condițiile impuse să nu împiedice pe nici unul dintre ei să propună produsul său ;

— să nu se ceară condiții care nu corespund cu nevoile ; în această categorie intră, de exemplu, precizarea clasei aparatului ; costul cu care se obține o precizie ridicată a măsurărilor este mare ;

— nu trebuie să se omită condiții cerute de o funcționare corectă îndelungată, de exemplu cerințele specifice ale mediului sau coroziunii ; trebuie examinat efectul asupra costului total al acestor condiții, pentru a se realiza o instalație economică ;

— să se întrebuințeze în mod adecvat informații date sub formă de desene ori de cîte ori în felul acesta se pot preciza mai bine informațiile de transmis ;

— deseori asemenea specificații sînt inițial examinate de nespecialiști care trebuie să le poată dirija fără dificultate spre specialiștii respectivi : indicațiile generale trebuie să facă posibilă o asemenea distribuție ;

— datele din specificație trebuie să explicitezе metodele de măsurare care vor fi întrebuințate pentru a se verifica îndeplinirea performanțelor cerute.

Prin aplicarea celor precedente se obține elementul de care este nevoie, făcîndu-se o investiție corespunzătoare, adică nici mai mult și nici mai puțin decît trebuie.

BIBLIOGRAFIE

[1] Smith, J. J. *Specify what you need.* În : ISA journal, iul 1965.

Aplicarea calculatoarelor analogice pentru conducerea proceselor industriale [1]

În ultimul timp s-au întrebuințat în numeroase cazuri metode analogice pentru conducerea proceselor industriale, în locul celor numerice. Considerentele care au dus la o asemenea hotărîre sînt următoarele : cost de investiție mai redus, siguranță în funcționare, exploatare simplă și flexibilitate.

În figura 1 se arată conducerea unui proces de producere a oțelului prin metoda întrebuințării oxigenului, cu ajutorul calculatorului analogic. În acest caz, modificările de temperatură pot fi reduse dacă cuptorul este încărcat în mod adecvat cu deșeuri, var și metal încălzit. Parametrii măsurați, împreună cu specificațiile dorite, sînt introduși manual în calculator cu ajutorul unor potențiometre. Rezultatul calculelor este obținut pe un voltmetru numeric și este întrebuințat de operator pentru a transmite comenzile necesare personalului care efectuează încărcarea. Înainte de introducerea calculatorului, numai în 55 % din cazuri se păstra temperatura în limita cerută de $\pm 20°$ F față de valoarea prescrisă ; după această introducere, performanța s-a ridicat la 70 % din cazuri.

Factorii care au contribuit la succesul acestei aplicații au fost :

— costul echipamentului a fost de aproximativ 20 % din costul unui calculator numeric care ar fi făcut aceleași operații ;

— siguranța în funcționare ; prima defectare importantă s-a ivit după doi ani și jumătate de funcționare ;

— ușurința exploatării și precizia rezultatelor.

Datorită creșterii de producție, ca urmare a reducerii rebuturilor, recuperarea investiției s-a făcut în trei luni.

În figura 2 conducerea procesului are drept obiectiv obți-

nerea unui oţel cu un anumit procent de carbon într-un cuptor de 50 t [2]. Calculatorul rezolvă următoarea ecuaţie :

$$\% C(t) = \% C - \frac{K}{W_B} \int_0^t (\% CO_2)\, F\, dt,$$

în care :

% C(t) este carbonul la timpul t ;

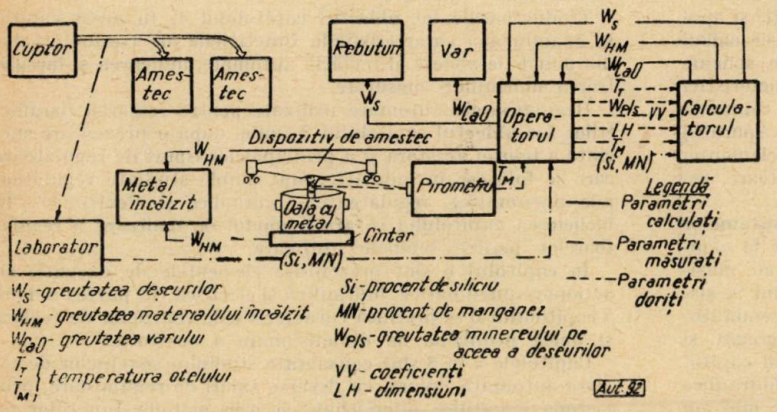


Fig. 1. Schema conducerii unui proces de ardere cu un calculator analogic [1].

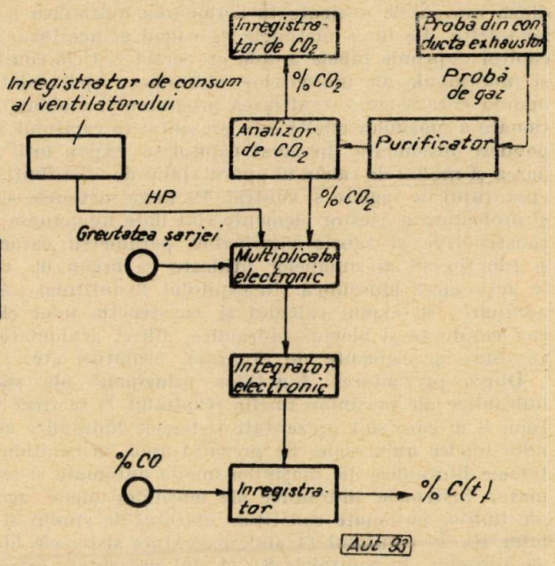


Fig. 2. Diagrama bloc a instalaţiei de calcul al conţinutului de carbon.

% C — carbonul iniţial conţinut ;
F — puterea consumată a ventilatorului ;
W_B — greutatea şarjei ;
K — un coeficient determinat empiric.

Avantajele sînt aproximativ de aceeaşi natură ca şi în cazul precedent.

În general, cazurile în care tehnica analogică se dovedeşte mai indicată sînt caracterizate prin următoarele [3], [4] :

— modelul este constituit de un grup relativ simplu de ecuaţii algebrice sau diferenţiale ;

— înmagazinarea de date nu este necesară sau este foarte redusă ;

— precizia necesară a calculelor este comparabilă cu aceea a instrumentelor de măsură obişnuite ;

— se cere o mare siguranţă în funcţionare şi o întreţinere uşoară ;

— intrările şi ieşirile din sistem să fie astfel încît să nu necesite un personal specializat.

BIBLIOGRAFIE

[1] Simcic, N. F. şi Dahm, J. R. *On-line applications of analog techniques in steelmaking.* În : I.S.A. journal, iul 1965.

[2] Dukelow, D. A. şi Simcic, N. F. *Continuous determination of bath carbon in the basic oxygene furnace.* În : Iron and steel engineer, oct 1964.

[3] Marr, F. R. Jr. *In-plant applications of analog computers.* I.S.A. Annual conference, sept 1963.

[4] Ryan, F. M *Putting analog computers to work.* În : Control engineering, aug 1964.

I. Papadache

RECENZII

A. Oprean, V. Marin şi V. Moraru. **Sistemele hidrostatice ale maşinilor-unelte şi preselor.** Bucureşti, Ed. tehnică, 1965, 554 pag., 200 ref. bibl.

Ţinînd seamă de dezvoltarea industriei constructoare de maşini-unelte şi prese automate în ţara noastră, cu dispozitive de comandă hidraulice, cum şi de sarcinile de viitor ale acestei industrii, apariţia lucrării „Sistemele hidrostatice ale maşinilor-unelte şi preselor " satisface o necesitate urgentă a cercurilor de ingineri care se ocupă cu proiectarea şi construcţia acestora, cum şi a studenţilor care se pregătesc în acest domeniu,fiind prima lucrare originală de acest gen care apare la noi.

În lucrare sînt expuse în mod sistematic problemele privind construcţia, funcţionarea, calculul şi proiectarea elementelor componente şi sistemelor în ansamblu care intervin la acţionarea hidraulică a maşinilor-unelte. Tratarea şi rezolvarea acestor probleme este făcută la un nivel superior, riguros din punct de vedere ştiinţific.

Lucrarea în ansamblu cuprinde 14 capitole care pot fi grupate în două părţi principale, şi anume : partea I, cuprinzînd capitolele 1—6, în care sînt tratate problemele generale privind funcţionarea, construcţia şi calculul elementelor şi sistemelor hidraulice, şi partea II (capitolele 7—14) în care sînt prezentate schemele hidraulice cele mai uzuale în comanda şi acţionarea automată a maşinilor-unelte şi preselor.

În capitolul 1, intitulat „Generalităţi asupra sistemelor de acţionare hidraulică", sînt prezentate principiile de realizare şi funcţionare a sistemelor de acţionare hidraulică a maşinilor-unelte şi preselor. În capitolul 2 se prezintă lichidele utilizate ca purtătoare de energie, parametrii principali, calităţile pe care trebuie să le întrunească aceştia, cum şi modul lor de alegere pentru sistemele hidraulice. Capitolul 3, pentru care s-au rezervat peste 70 de pagini, cuprinde o prezentare detaliată a generatoarelor hidraulice (pompe) utilizate în acţionarea hidraulică. Se dau aici metodele de calcul al pompelor cu roţi dinţate, unde autorii au contribuţii originale, al pompelor cu şuruburi, al pompelor cu palete etc. Se prezintă de asemenea calculul randamentelor pompelor,

cerinţele de alegere, cum şi încercările experimentale la care sînt supuse acestea. Sînt date tabele cuprinzînd caracteristicile principale ale pompelor studiate. În capitolul 4 se studiază motoarele utilizate în acţionarea hidraulică a maşinilor-unelte. Pe lîngă metodele de calcul al acestora, şi acest capitol cuprinde tabele ample cu caracteristicile constructive şi funcţionale ale motoarelor hidraulice. Aparatajul de comandă care asigură realizarea programului stabilit de funcţionare a maşinilor-unelte este prezentat în capitolul 5, într-o pondere însemnată. În acest capitol se expun întîi funcţionarea şi modul de calcul al aparatajului de distribuţie şi apoi aparatajul de reglare şi control. Pe lîngă metodele de calcul şi proiectare a acestor elemente sînt date numeroase scheme constructive şi tabele cuprinzînd parametrii caracteristici şi funcţionali ai supapelor utilizate ca organ de comandă în acţionarea hidraulică. În capitolul 6, intitulat „Aparataj auxiliar", se expun calculul şi construcţia unor elemente, ca : conducte şi blocuri hidraulice, filtre, acumulatoare, rezervoare şi elemente de etanşare, armături etc.

După prezentarea funcţiilor principale ale sistemelor hidraulice ale maşinilor-unelte (capitolul 7) se trece la capitolul 8 în care sînt prezentate sistemele hidraulice ale maşinilor-unelte universale. Se prezintă apoi, în capitolul 9, sistemele hidraulice ale maşinilor-unelte automate şi semiautomate. Sistemele hidraulice ale maşinilor-unelte agregat şi ale liniilor automate constituie obiectul de studiu al capitolului 10. În capitolul 11 sînt prezentate sistemele hidraulice ale preselor. În capitolele 8—11 sînt prezentate cele mai noi maşini şi agregate semiautomate şi automate din domeniul menţionat, însoţite de scheme ale căror principii de realizare şi funcţionare sînt expuse judicios şi clar. În capitolul 12 se dă modul de calcul al unui sistem de acţionare hidraulică. Se arată modul de calcul al parametrilor principali (putere, diametre, debite, forţe, presiuni etc.) şi al altor parametri, cum ar fi calculul pierderilor de presiuni şi de debit, calculul puterii pompelor etc. Capitolul 13 este rezervat problemelor practice ale sistemelor de acţionare hidraulică a maşinilor-unelte. În sfîrşit, în ultimul capitol se prezintă calculul şi proiectarea unui sistem hidraulic dintr-o linie automată.

În concluzie se poate arăta că întreaga lucrare se remarcă prin sistematizarea unui bogat material bazat pe o vastă bibliografie şi pe experienţa autorilor, prin rigurozitate ştiinţifică şi claritate în expunere. Este meritul autorilor că au reuşit să cuprindă cele mai noi şi bune soluţii utilizate în proiectarea şi construcţia elementelor şi dispozitivelor acţionărilor hidraulice ale maşinilor-unelte, oferind totodată indicaţii deosebit de preţioase specialiştilor din acest domeniu. Pe lîngă elementele şi instalaţiile acţionărilor hidraulice care se realizează la noi sînt prezentate cele mai importante realizări din tehnica mondială în această ramură.

Trebuie de asemenea apreciate pozitiv numeroasele exemple de calcul al diverselor elemente şi instalaţii hidraulice, care completează în mod armonios lucrarea.

Lucrarea va reprezenta fără îndoială un îndrumar preţios pentru inginerii şi tehnicienii care lucrează la proiectarea şi construcţia elementelor şi instalaţiilor acţionărilor hidraulice ale maşinilor-unelte, cum şi pentru studenţii secţiilor de specialitate respective.

Trebuie remarcate condiţiile grafice ireproşabile în care a apărut cartea.

S. Florea

I. Papadache. **Automatica aplicată.** Bucureşti, Ed. tehnică, 1965, 305 pag., 18 ref. bibl.

Această carte se adresează unui cerc larg de ingineri şi tehnicieni de diferite specialităţi care se ocupă cu proiectarea, punerea în funcţiune şi întreţinerea dispozitivelor de automatizare pentru reglarea parametrilor.

Materialul cuprins în lucrare este organizat în 14 capitole.

După un capitol introductiv în care se defineşte reglarea automată, elementele şi mărimile principale ale unui sistem automat, cum şi reprezentarea simbolică a unui sistem automat, se trece la capitolul 2 în care sînt date caracteristicile şi ecuaţiile proceselor tehnologice din punct de vedere al reglării automate. În acest capitol sînt definite întîi proprietăţile principale ale proceselor cu constante mari de timp şi cu timp mort, cum şi perturbaţiile principale care influenţează mărimea de ieşire din proces. Se prezintă modul de stabilire a ecuaţiilor diferenţiale pentru unele procese tehnologice mai răspîndite în practica industrială.

În capitolul 3, intitulat „Determinarea mărimii de ieşire din procesele industriale", se prezintă modul de calcul al mărimii de ieşire în regim staţionar şi tranzitoriu pentru variaţii standard ale mărimii de intrare prin metoda clasică de rezolvare a ecuaţiilor diferenţiale liniare, cum şi prin metoda transformării Laplace.

Traductoarele fac obiectul capitolului 4. În acest capitol se examinează caracteristicile funcţionale ale traductoarelor din punct de vedere al reglării automate, indicarea şi înregistrarea mărimilor măsurate.

Regulatoarele automate utilizate pentru reglarea parametrilor fac obiectul capitolului 5 unde, după o prezentare succintă a teoriei acestora şi a principalelor tipuri de regulatoare care se folosesc în industrie, sînt amplu studiate regulatoarele pneumatice, regulatoarele hidraulice şi electronice. În încheierea capitolului se arată modul de realizare a regulatoarelor pentru semnale unificate.

În capitolul 6 sînt prezentate elementele de execuţie cu acţionare pneumatică, hidraulică şi electrică. În partea a doua a capitolului 6 se prezintă caracteristicile ventilelor de reglare şi unele probleme de dimensionare a acestora.

Capitolele 7 şi 8 sînt consacrate studiului sistemelor de reglare automată liniare, cu diverse tipuri de regulatoare, prin metoda ecuaţiilor diferenţiale şi prin metoda funcţiilor de transfer. În capitolul 9 se prezintă metodele uzuale de analiză a solubilităţii sistemelor automate. Modul de determinare experimentală a caracteristicilor statice şi dinamice ale elementelor componente ale sistemelor automate, cum şi pentru grupe de elemente inclusiv procesul, prin metodele cele mai uzuale în practică, este prezentat în capitolul 10. În capitolul 11 sînt expuse sistemele de reglare bipoziţională. În capitolul 12 se prezintă diverse metode de alegere a regulatoarelor pentru un proces dat, cum şi modul de determinare a parametrilor de acord ai regulatoarelor. În capitolul 13 sînt expuse sistemele de reglare speciale, cum ar fi sisteme de reglare în cascadă, sisteme de reglare neliniare etc., fiecare sistem fiind însoţit de exemple concrete. În ultimul capitol se prezintă modul cum poate fi studiat un sistem automat liniar întrebuinţînd calculatoarele analogice. Sînt prezentate cîteva exemple de modele care permit analiza unor sisteme concrete.

Lucrarea în continuare conţine 4 anexe unde sînt date noţiuni cu privire la numere şi variabile complexe, funcţii de variabilă complexă, transformarea Laplace. Sînt prezentate de asemenea caracteristicile unor procese şi cîteva exemple de sisteme de reglare automată.

Făcînd o apreciere de ansamblu asupra acestei lucrări trebuie să constatăm cu satisfacţie că autorul a reuşit să prezinte într-un volum redus principalele probleme legate de automatizarea proceselor frecvent întîlnite în practica industrială.

Prezentarea teoretică la un nivel accesibil unui cerc larg de tehnicieni, însoţită de numeroase exemple cu o interpretare fizică a problemelor abstracte ale automaticii, face ca lucrarea să aibă o însemnată valoare.

Considerăm că volumul de faţă va construi un îndrumar preţios pentru inginerii şi tehnicienii specialişti în domeniul automatizărilor industriale.

S. Florea

Dispozitive şi circuite electronice în instalaţii cu izotopi radioactivi. Bucureşti, Ed. tehnică, 1965.

Lucrarea de faţă, datorită unui colectiv de autori care lucrează în cercetare şi în învăţămîntul superior este dedicată unei probleme de mare actualitate din domeniul aplicaţiilor cu izotopi radioactivi.

În lucrare, pe baza unei ample documentaţii şi pe baza propriei experienţe a autorilor, sînt prezentate unitar aplicaţiile izotopilor radioactivi şi circuitele electronice utilizate în instituţiile respective.

Lucrarea este alcătuită din 19 capitole care se grupează în trei părţi principale.

În prima parte a lucrării se tratează fenomenele fizice care intervin în aplicaţii industriale, detectoarele de radiaţii, precum şi diferitele traducătoare care transformă mărimile neelectrice caracteristice radiaţiilor în mărimi electrice.

A doua parte a lucrării tratează circuitele electronice specifice de bază, ca amplificatoarele de impulsuri şi de curent continuu, discriminatoarele de amplitudine, circuitele utilizate pentru generarea şi formarea impulsurilor, circuitele de coincidenţă şi anticoincidenţă, circuitele de numărare (cu tuburi electronice, cu tranzistoare, cu decatroane etc.), sursele de alimentare etc.

În ultima parte a lucrării se prezintă aparatura electronică utilizată în aplicaţii (numărătoare electronice uzuale, spectrometre gama, partea electronică a instalaţiilor industriale şi aparatele electronice medicale care utilizează izotopi radioactivi, precum şi instalaţiile electronice folosite în protecţia împotriva radiaţiilor).

În tratare se porneşte de la principii şi de la prezentarea fenomenelor fizice, se trece apoi la circuitele electronice de bază, pentru a încheia cu prezentarea schemelor electronice ale aparatelor uzuale. Se dau exemple practice, tabele de caracteristici, exemple de calcul şi proiectare.

Prin îmbinarea caracterului de prezentare teoretică a fenomenelor cu experienţa practică de lucru, prin prezentarea celor mai moderne şi mai sigure scheme, prin caracterul clar şi concis, riguros din punct de vedere ştiinţific, ca şi prin noutatea materialului expus, lucrarea are un caracter modern şi original. Este prima lucrare care tratează în mod complex metodele şi aparatura electronică, pornind din intimitatea fenomenului fizic şi ajungînd pînă la complexitatea aparaturii electronice folosite astăzi în tehnica izotopilor radioactivi.

În lucrare, alături de realizările tehnicii de peste hotare, au fost prezentate şi realizările tehnicii avansate din Republica Socialistă România, realizări medaliate sau premiate la expoziţiile internaţionale de la Berlin, Moscova şi Varşovia.

Lucrarea se adresează atît cercurilor de specialişti, ca inginerii electronişti, fizicienii şi inginerii fizicieni, cît şi inginerilor de alte specialităţi care se ocupă cu aplicaţiile izotopilor radioactivi în domenii atît de variate ca : industria constructoare de maşini, industria chimică, aparatura medicală cu izotopi radioactivi etc., precum şi studenţilor care se pregătesc în acest domeniu.

S. Florea

L. K. Golîşev, **Maşini de calcul electronice cifrice**. Kiev, ed. Tehnika, 1965, 448 pag., 228 fig., 66 ref. bibl.

Lucrarea recenzată este constituită dintr-o introducere şi din trei mari părţi intitulate : elemente şi dispozitive ale maşinilor de calcul electronice ; instalaţiile maşinilor de calcul electronice cifrice ; proiectarea, exploatarea şi caracteristicile de bază ale maşinilor cifrice de calcul. În introducere se tratează pe scurt despre dezvoltarea tehnicii calculului, clasificarea maşinilor de calcul electronice şi despre structura acestora.

Prima parte a lucrării cuprinde patru capitole, dintre care primele două conţin elemente de logică matematică şi elemente logice folosite la maşinile de calcul numerice. Sînt examinate dispozitive de comutaţie realizate cu diode, diode şi condensatoare, diode şi transformatoare, elemente active şi cu inele cu ciclu de histerezis dreptunghiular.

Capitolul al treilea este consacrat studiului unor elemente componente de bază ale maşinilor de calcul, ca : triggere statice şi dinamice cu tuburi şi tranzistoare, formatoare de impulsuri, amplificatoare de impulsuri şi repetoare catodice. Se tratează pe scurt problema ansamblelor funcţional complete de elemente logice şi cea a perspectivelor privind elementele maşinilor de calcul.

În capitolul al patrulea sînt examinate dispozitivele întîlnite la maşinile de calcul. Se studiază numărătoare de impulsuri, registre de deplasare, decodificatoare cu diode, generatoare de impulsuri singulare şi o serie de dispozitive folosite în simulatoarele cifrice, ca : integratoare, dispozitive de înmulţire, numărătoare reversibile etc.

Partea a doua a lucrării conţine şapte capitole. În primul capitol sînt abordate probleme legate de bazele aritmetice ale calculatoarelor numerice, ca sisteme de numeraţie, trecerea dintr-un sistem de numeraţie într-altul, forme de reprezentare a numerelor în maşini etc.

Capitolul următor tratează în mod succint despre instalaţiile aritmetice ale maşinilor. Sînt studiate sumatoarele binare, instalaţiile de înmulţire şi instalaţiile aritmetice universale.

În capitolul al şaptelea se examinează memoriile maşinilor de calcul. Sînt trecute în revistă memoriile cu triggere, cu tuburi catodice, cu linii de întîrziere, cu inele de ferită şi cu tambur magnetic.

Capitolele opt şi nouă sînt consacrate studiului instalaţiilor externe ale maşinilor de calcul destinate conducerii proceselor industriale şi ale maşinilor destinate efectuării calculelor ştiinţifice şi economice. Se studiază diverse tipuri de convertoare analogodigitale şi digitaloanalogice, cum şi unele tipuri de cititoare de cartele şi benzi perforate, şi dispozitive de afişaj.

În capitolul al zecelea se studiază instalaţiile de comandă a maşinilor sincrone şi asincrone. Problema surselor de alimentare a calculatoarelor electronice cifrice face obiectul capitolului al unsprezecelea.

Partea a treia a lucrării este formată din trei capitole care cuprind probleme legate de programarea procesului de calcul, proiectarea maşinilor de calcul şi unele date privitoare la maşinile folosite pentru rezolvarea problemelor ştiinţifice şi economice, la maşinile destinate conducerii unor procese industriale, la sistemele de calcul şi perspectivele lor de dezvoltare. Un merit al lucrării este acela că prezintă o serie de maşini construite în lagărul socialist, printre care şi calculatorul românesc CIFA-1. De asemenea, este foarte util capitolul care cuprinde terminologia sovietică şi engleză întîlnită în acest domeniu.

Cartea este utilă inginerilor şi tehnicienilor care doresc să-şi lărgească cunoştinţele şi în acest domeniu.

A. Petrescu

Problemele teoriei şi utilizării modelării matematice. Sub redacţia lui I. M. Vitenberg, G. M. Petrov şi G. E. Puhov. Moscova, ed. Sovietskoe radio, 1965, 646 pag.

Cartea constituie o culegere de articole scrise de specialişti cunoscuţi în tehnica calculului, pe baza materialelor primei conferinţe unionale de tehnica calculului analogic. Articolele sînt grupate în patru mari capitole cu specific diferit.

Primul capitol este consacrat problemelor teoriei calculatoarelor analogice, precum şi metodelor de construcţie a mijloacelor tehnicii calculului analogic destinate studierii fenomenelor şi proceselor descrise de ecuaţii diferenţiale cu derivate parţiale. Un interes deosebit îl prezintă articolul care tratează problemele dezvoltării în U. R. S. S. a metodelor şi mijloacelor analogice pentru soluţionarea problemelor cu condiţii la limită, şi articolul privind utilizarea calculatoarelor cifrice pentru proiectarea calculatoarelor analogice.

Capitolul al doilea conţine materiale referitoare la metodica soluţionării diverselor probleme cu ajutorul calculatoarelor analogice. Printre problemele studiate se numără cele de programare liniară, de modelare a proceselor staţionare stochastice şi de studiere a sistemelor de reglare automată.

Capitolul al treilea cuprinde articole care, într-o anumită măsură, prin conţinutul lor completează capitolul întîi. Sînt tratate probleme legate de metodele şi mijloacele tehnice de soluţionare a ecuaţiilor cu derivate parţiale, care apar în studiul cîmpurilor nestaţionare tridimensionale, şi probleme de mecanică a construcţiilor.

În capitolul al patrulea sînt grupate articole privitoare la utilizarea calculatoarelor analogice pentru rezolvarea unor probleme întîlnite în tehnică. Se examinează astfel modelarea matematică a proceselor catalitice, a funcţionării reactoarelor nucleare, a dinamicii construcţiilor mecanice, a proceselor scurgerii fluidelor prin medii poroase etc.

Cartea prezintă un interes incontestabil pentru inginerii care utilizează calculatoarele analogice, precum şi pentru studenţii secţiilor de automatică sau ai altor secţii cu profil corespunzător din cadrul institutelor de învăţămînt superior.

A. Petrescu

Măsurări în electronică. Îndrumar sub redacţia lui B. A. Dobrohotov. Moscova—Leningrad, ed. Energhia, 1965, vol. I, 290 pag., vol II, 240 pag.

O dată cu dezvoltarea electronicii a crescut, în mod corespunzător, şi importanţa măsurărilor electronice şi s-a dezvoltat o mare varietate de aparate şi metode electronice de măsură. Aceasta a condus la necesitatea elaborării unor îndrumare, în care cei interesaţi să poată găsi cu uşurinţă indicaţii privind un domeniu sau altul al măsurărilor electronice. În această categorie de lucrări se situează şi prezentul îndrumar în care se descriu numeroase metode şi dispozitive care servesc la măsurarea mărimilor fundamentale întîlnite în radioelectronică. Lucrarea nu are caracterul unui curs de măsurări electronice, dar poate fi privită ca o completare a unui astfel de curs, adresîndu-se unor cercuri largi de ingineri şi tehnicieni care lucrează practic în electronică.

În primul volum se tratează unele probleme generale privind măsurările electronice, cum ar fi măsurarea următoarelor mărimi : tensiuni şi curenţi, putere, impedanţe, frecvenţă şi lungimi de undă. În afara problemelor clasice privind măsurările în domeniul frecvenţelor de radio obişnuite, în lucrare se pune un accent deosebit pe tehnica frecvenţelor foarte înalte, aceste probleme nefiind tratate separat. Tot în primul volum se studiază măsurarea coeficientului de unde staţionare şi a coeficientului de reflecţie, ca şi măsurarea factorului de calitate al cavităţilor rezonante.

În volumul al doilea se studiază unele probleme speciale cum ar fi : măsurarea fazei, a intervalelor de timp, a atenuării, parametrilor antenei, radiaţiei, zgomotului, parametrilor impulsurilor, modulaţiei. Alte capitole se ocupă de analiza spectrală, distorsionarea semnalelor, stabilizatoare electronice, măsurarea parametrilor dielectricilor şi a eficacităţii ecranărilor, măsurări în unde milimetrice etc.

Lucrarea se caracterizează prin aceea că nu se face teoria metodelor sau aparatelor descrise, dîndu-se numai principiul respectiv şi indicaţii bibliografice, astfel încît cei interesaţi pot urmări problemele în detaliu în bibliografia respectivă — care cuprinde lucrări apărute pînă în anul 1964.

Lucrarea are un caracter eminamente practic, astfel încît din consultarea ei se deduc cu uşurinţă metodele convenabile care pot fi aplicate într-un caz sau în altul.

Menţionăm că în îndrumar sînt cuprinse, sub forma unor tabele sinoptice, numeroase relaţii utile în calcul. De asemenea, se dau diagrame privind rezolvarea problemelor referitoare la măsurări pe linii sau cu ajutorul liniilor. Remarcăm că se acordă un spaţiu suficient de mare problemelor moderne,cum ar fi aparatele digitale şi aparatele realizate cu elemente de circuit cu semiconductori. De asemenea, în lucrare intervin numeroase probleme moderne, cum ar fi, de exemplu, wattmetre cu efect Hall, măsurări în domeniul gigahertzilor, măsurări cu ajutorul liniilor plate etc.

Lucrarea este deosebit de utilă tuturor celor care lucrează practic în domeniul radioelectronicii, atît prin punerea la dispoziţie a unei game variate de metode şi aparate descrise, cît şi prin bogata bibliografie care figurează la sfîrşitul fiecărui volum.

Ed. Nicolau

A. A. Papernov. **Bazele logice ale maşinilor cifrice şi ale programării.** Moscova, ed. Nauka, 1965, 650 pag., 43 ref. bibl.

În lucrarea recenzată se expun cunoştinţele de bază necesare proiectării şi exploatării calculatoarelor electronice numerice. Este cunoscut faptul că la etapa de proiectare logică a unui calculator numeric participă atît ingineri, cît şi matematicieni. În această privinţă se cere din partea inginerilor o lărgire a orizontului lor de cunoştinţe matematice, iar din partea matematicienilor acumularea unui bagaj de cunoştinţe tehnice. Lucrarea de faţă îşi propune tocmai acest ţel.

Conţinutul lucrării este împărţit în 25 de capitole care pot fi grupate în două mari părţi. Prima parte este consacrată studiului unei serii de scheme destinate transformării şi prelucrării informaţiei în calculatoare. În primele 5 capitole sînt tratate probleme ca : sistemele de numeraţie, efectuarea operaţiilor aritmetice asupra numerelor reprezentate în sisteme cu baza 2 şi 3, elementele de algebră logică, reprezentarea numerelor în calculatoarele numerice. Următoarele 4 capitole sînt consacrate efectuării operaţiilor aritmetice în calculatoarele de tip serie şi paralel, cu virgulă fixă şi mobilă. Sînt prezentate diverse metode care permit micşorarea timpului de efectuare a acestor operaţii aritmetice. Schema structurală a calculatorului, metodele tehnice de control al corectitudinii efectuării operaţiilor şi conversia mărimilor fizice cu variaţie continuă în cod binar sînt examinate în capitolele 10, 11 şi 12.

Partea a doua tratează problemele programării calculatoarelor numerice şi ale elaborării structurii logice a acestora. Metodele de programare sînt studiate plecîndu-se de la sistemul de instrucţiuni al unor calculatoare ipotetice cu o adresă şi cu 3 adrese. Se expun metodele de realizare a programelor neciclice şi a celor ciclice (fără readresare şi cu readresare). În continuare sînt arătate metodele de folosire a subprogramelor şi a programelor interpretative şi metodele de control al corectitudinii efectuării programului. Se prezintă limbajul universal ALGOL-60 folosit pentru descrierea algoritmilor, precum şi structura programelor de programare automată. Ultimele 3 capitole abordează problemele tendinţelor de dezvoltare a structurii calculatoarelor, ale principiilor logice de construcţie a integratoarelor numerice şi ale metodelor de modelare statistică pe calculatoare.

Lucrarea se adresează studenţilor, inginerilor şi matematicienilor care se ocupă de proiectarea calculatoarelor numerice.

A. Petrescu

Teoria şi utilizarea sistemelor automate. Moscova, ed. Nauka, 1964, 342 pag., 207 fig.

În această culegere de articole, apărută sub redacţia prof. dr. I. Ţîpkin, materialul este grupat în şase capitole cu o tematică diferită.

Astfel, primul capitol conţine articolele care tratează probleme legate de metodele statistice în automatică şi teoria siguranţei de funcţionare. Se pot menţiona articolul lui I. Kiciatov, în legătură cu condiţiile de unicitate ale unui sistem discret neliniar optimal cu memorie finită, şi cel al lui V. Malinghin, referitor la unele probleme ale analizei şi sintezei schemelor de comutaţie cu siguranţă mare de funcţionare.

Articolele din capitolul al doilea abordează probleme privitoare la teoria sistemelor neliniare, a sistemelor cu parametrii distribuiţi şi a automatelor finite. Două articole se ocupă de folosirea sistemelor de reglare automată cu structură variabilă pentru compensarea perturbaţiilor aplicate în diverse puncte ale obiectului şi pentru conducerea obiectelor cu zerouri în funcţia de transfer.

În capitolul al treilea sînt grupate articole referitoare la teoria sistemelor optimale şi a aplicaţiilor ei. Astfel, în articolul lui V. Jivogliadov se studiază utilizarea teoriei conducerii duale pentru conducerea obiectelor folosind criterii complexe, iar în cel al lui V. Novoseltev se abordează problema construcţiei sistemelor cu anticipaţie lucrînd în condiţii de perturbaţii.

Capitolul al patrulea, intitulat „Om-automat", grupează articole care tratează problema unei clase de perceptroane, a celor mai simple elemente ale sistemelor biologice de conducere, a analizei fiziologice a soluţionării de către om a problemelor de conducere etc.

Articolele care tratează chestiuni legate de elementele şi dispozitivele sistemelor automate fac obiectul capitolului al cincilea. Se pot menţiona articolele care se ocupă de memorii pe ferite pentru păstrarea simultană a informaţiei de scurtă şi lungă durată, memorii analogice construite cu linii magnetostrictive de întîrziere, amplificatoare cu coeficient de amplificare variabil etc.

În capitolul al şaselea se întîlnesc articole privitoare la dispozitivele folosite la controlul automat al diverselor mărimi ale unor sisteme de reglare automată.

Volumul cuprinde materiale care prezintă un interes deosebit pentru inginerii şi studenţii care se specializează în acest domeniu.

A. Petrescu

G. Puhov, G. Grezdov şi A. Vernal. **Metode de soluţionare a problemelor cu condiţii la limită pe modele electronice.** Kiev, Naukova dumka, 1965, 144 pag., 52 fig., 64 ref. bibl.

Este cunoscut faptul că pentru rezolvarea multor probleme ştiinţifice şi tehnice este necesară soluţionarea unor ecuaţii integrale sau a ecuaţiilor diferenţiale cu condiţii la limită.

În mod curent, utilizarea calculatoarelor analogice electronice pentru rezolvarea unor astfel de probleme este îngreuiată de imposibilitatea aplicării condiţiilor la limită. Cartea de care ne ocupăm conţine, în principal, metodele elaborate de către cercetătorii Institutului de cibernetică din Kiev şi are caracterul unei monografii.

Lucrarea este formată din trei părţi.

În prima parte se prezintă pe scurt algoritmii de soluţionare a ecuaţiilor algebrice transcendente, diferenţiale şi integrale. Aceşti algoritmi stau la baza modelelor destinate rezolvării unor asemenea probleme. Această parte are un caracter matematic introductiv.

Partea a doua este consacrată descrierii metodelor de modelare a ecuaţiilor diferenţiale liniare şi neliniare cu condiţii la limită. Sînt examinate metodele reducerii la problema lui Cauchy, metoda lui Newton, metodele variaţionale şi cele iterative.

Este descrisă instalaţia „Iterator-1", care, cuplată cu calculatoare analogice de tip industrial, poate fi utilizată la soluţionarea problemelor cu condiţii la limită. „Iterator-1" a fost construit la Institutul de cibernetică din Kiev.

În partea a treia sînt examinate metodele de modelare a ecuaţiilor de tip Fredholm, Volterra şi a altor tipuri. Sînt prezentate, de asemenea, şi schemele modelelor utilizate.

Metodele expuse pot fi utilizate atît la construcţia unor calculatoare specializate, cît şi la soluţionarea unora din problemele amintite, cu ajutorul aparaturii obişnuite.

Cartea este utilă inginerilor şi studenţilor facultăţilor cu specific electrotehnic, interesaţi în soluţionarea problemelor cu condiţii la limită pe calculatoare electronice analogice.

A. Petrescu

P. P. Ornatski. **Aparate automate de măsură.** Kiev, ed. Tehnika, 1965, 410 pag., 177 fig.

Introducerea automatizării în industrie, dezvoltarea rapidă a electronicii şi tehnicii de calcul necesită o gamă largă de aparate de măsură. Lucrarea de faţă este destinată sistematizării principiilor aparatelor de măsură, analizei perspectivelor de dezvoltare, şi este alcătuită din 12 capitole, avînd anexată o vastă literatură.

Primul capitol prezintă clasificarea aparatelor de măsură. Cele două grupe mari de aparate, numerice şi analogice, sînt clasificate după schema lor structurală, după principiul de convertire. În încheierea acestui capitol sînt prezentate principiile şi construcţia elementelor analogice de înregistrare, subliniindu-se perspectivele metodelor electrice.

Următoarele cinci capitole sînt consacrate studiului aparatelor analogice de măsură. Astfel în capitolul 2 se face o analiză a problemelor legate de precizia de măsurare, deducîndu-se expresii matematice pentru erorile statice şi dinamice. În capitolul 3 se descriu elementele aparatelor analogice : scheme de comparatoare, amplificatoare, convertoare, surse de alimentare. Capitolul 4 cuprinde studiul aparatelor analogice cu caracteristică statică, iar capitolul 5 al celor cu caracteristică astatică. Se analizează erorile de măsură, rezolvînd şi probleme numerice. În capitolul 6 sînt descrise aparatele analogice bazate pe principiul comparării cu o mărime în rampă.

Începînd cu capitolul 7 se tratează probleme referitoare la aparatele numerice de măsură. Astfel în capitolul 7 se procedează la enumerarea caracteristicilor şi la clasificarea aparatelor numerice. În capitolul 8 sînt descrise elementele lor componente : scheme de convertoare, indicatoare şi înregistratoare. Aparatele numerice cu convertire directă, ca de exemplu convertoarele unghi-cod, frecvenţmetre, fazmetre, sînt descrise în capitolul 8. Aparatele numerice cu caracteristică astatică sînt descrise în capitolul 9. Studiului aparatelor numerice construite pe principiul comparării mărimii de măsurat cu o mărime care variază în rampă îi este destinat capitolul 10. Pentru fiecare tip de aparat sînt date scheme şi sînt analizate erorile. În ultimul capitol sînt expuse noţiunile de bază din teoria informaţiei şi calculul statistic.

Lucrarea se adresează studenţilor şi inginerilor care se interesează de problemele tehnicii de măsurat.

C. Nitu

G. M. Russel. **Modulare şi codificare în sistemele automate.** Paris, Dunod, 1964, 266 pag., 119 fig. (traducere din limba engleză).

Lucrarea constituie o introducere în teoria informaţiei, tratînd în special problema modulării şi codificării. Domeniul de aplicare a aspectelor tratate cuprinde servomecanismele, instalaţiile industriale automatizate, elaborarea de noi sisteme electronice, transmisia şi tratarea informaţiei, precum şi toate sistemele de transmisie. Modul de expunere a fost astfel ales încît analiza şi concepţia diferitelor circuite particulare decurg din teoria generală. În lucrare se insistă în special asupra dezvoltării logice a principiilor şi metodelor generale care sînt valabile pentru toate tipurile de tratare a informaţiei. Exemplele particulare au ca scop mai curînd ilustrarea teoriei decît expunerea unei soluţii tipice. Primul capitol reprezintă o introducere în sistemele de tratare a informaţiei, cuprinzînd noţiunile esenţiale ale domeniului. Capitolele următoare expun dezvoltarea formelor continue ale informaţiei şi modulării. Astfel, capitolul 2 se ocupă de circuitele liniare. Se introduc noţiunile de aproximare liniară, amplificare şi atenuare, lărgime de bandă şi defazaj, şi se descriu circuitele care efectuează cu semnalele operaţii matematice simple. În capitolul 3 se analizează circuitele neliniare, introducîndu-se noţiunile de distorsiuni şi armonici. Se descriu metodele de analiză a acestor circuite prin dezvoltarea în serie de puteri a caracteristicilor de transfer şi prin studiul derivatei curbei de transfer. Este dezvoltată teoria modulaţiei şi detecţiei şi se analizează circuitele modulatoare. Capitolul 4 tratează multiplicarea în frecvenţă. Se descriu sistemele de multiplicare, luînd ca exemplu un sistem de telemăsură pe curenţi purtători. Sînt arătate caracteristicile sistemelor cu bandă laterală unică. Capitolul 5 se ocupă cu modulaţia de unghi, cuprinzînd analiza matematică a fenomenelor pe baza funcţiilor Bessel şi descrierea circuitelor de obţinere a acestui tip de modulaţie. Capitolul 6, care analizează eficacitatea transmisiei, este un capitol de tranziţie între formele continue şi în impulsuri ale informaţiei. El cuprinde o examinare detaliată a relaţiilor care există între funcţiile de timp şi cele de frecvenţă. Sînt expuse metodele Fourier şi, într-o scurtă prezentare a teoriei informaţiei, sînt prezentate caracteristicile sistemelor de tratare a informaţiei. Capitolul 7 este consacrat multiplicării în timp. În capitolul 8 se descriu metodele de modulaţie în impulsuri (modulaţie în amplitudine, în lăţime, în poziţie). În ultimul capitol se expun metode foarte eficiente de codificare în sistemele care transmit o cantitate limitată de informaţie. La sfîrşitul fiecărui capitol este propusă rezolvarea unei serii de exerciţii. De asemenea sînt descrise cîteva scheme simple care permit verificarea principiilor expuse, constituind în acelaşi timp schemele de bază ale oricărui sistem de tratare a informaţiei. Lucrarea se prezintă ca un manual original ce creează inginerului automatist posibilitatea utilizării practice şi eficace a unor metode simple şi, în general, puţin folosite.

D. Negreanu

DOCUMENTARE

Shepherd, B. **Un aparat tranzistorizat pentru măsurarea frecvenţei de repetiţie a impulsurilor, cu timp de rezoluţie 2** μs (A transistor ratemeter with 2 μs resolution). În : Electronic engineering, **37**, nr. 449, iul 1965, p. 437—441.

Se descrie un aparat de măsurare a frecvenţei de repetiţie a impulsurilor întîmplătoare, avînd 7 game de frecvenţe de la 10 impulsuri/s la 10 000 impulsuri/s şi 6 constante de timp de mediere de la 0,25 s la 50 s. Fiecare impuls recepţionat generează un impuls dreptunghiular de lăţime stabilă, care, la rîndul lui, încarcă cu o sarcină constantă o capacitate. Tensiunea rezultantă este amplificată într-un amplificator chopper, inclus într-o buclă Miller, pentru a da timpul de integrare cerut. Indicaţiile de ieşire se afişează şi pot fi înregistrate la nivele de 1 mA şi 100 mV cu o precizie de 2%.

L'Archevêque, R. V. şi Sayers, B. Mc. A. **Un cuantificator cu diode tunel** (A tunnel diode quantizer). În : Electronic engineering, **37**, nr. 451, sept 1965, p. 574—579.

Se studiază lanţurile cu diode tunel cu acţionare rapidă utilizate pentru generarea unor nivele de tensiuni de referinţă precise şi rapid ajustabile. Sistemul a fost folosit la elaborarea unui cuantificator pentru conversie analog-numerică. Cuantificarea se efectuează prin compararea semnalului de intrare cu un nivel de referinţă ; cînd diferenţa într-un sens sau altul depăşeşte cuanta stabilită se generează un impuls de polaritate corespunzătoare. Pentru cîte 100 de nivele într-o parte şi alta a lui zero s-au utilizat 4 lanţuri de cîte 10 diode. Diodele din lanţ sînt comutate secvenţial de o succesiune de impulsuri şi tensiunea lanţului creşte în zece trepte. Impulsul care readuce lanţul la zero comandă în acelaşi timp decada următoare care dă tensiuni cu o pondere de zece ori mai mare. Prin însumare se obţin cele 100 de nivele. Funcţionarea corectă se bazează pe comutarea sigură a lanţului cu cîte o singură treaptă, pentru care se propune o schemă specială, şi pe precizia şi stabilitatea cu care lanţul defineşte setul de tensiuni de referinţă. Sistemul realizat permite efectuarea unui număr de 12 000 de conversii pe secundă cu o rezoluţie de ± 0,5%.

Jones, D. V. **Proiectarea unor circuite basculante cu deschidere rapidă** (Quick-on-the trigger design). În : Electronics, **38**, nr. 12, 14 iun 1965, p. 105—110.

Sînt prezentate o serie de circuite basculante cu tranzistoare unijoncţiune. Tranzistorul unijoncţiune în stare blocată prezintă o impedanţă de intrare foarte ridicată. Aceasta permite realizarea unor circuite de temporizare cu tranzistoare unijoncţiune cu întîrzieri între 0,5 s şi 3 min. Combinînd un tranzistor unijoncţiune cu un tiristor se poate obţine un circuit de întîrzieri de 0,4 ms — 4 min. Cu trei elemente s-a realizat un releu de timp cu întîrzieri de 0,4 ms — 2 h. Sînt prezentate circuite care utilizează acest tip de tranzistor şi care realizează un număr de cîteva comenzi de aprindere pe minut sau comanda alternată a unui sistem de iluminare. S-au realizat, de asemenea, circuite foarte stabile sesizoare de tensiuni şi curenţi.

Sylvan, P. **Măsurarea sarcinii acumulate în diodă defineşte clar viteza de comutare** (Measurement of stored charge in diode clearly defines switching speed). În : Electronics, **38**, nr. 13, 28 iun 1965, p. 84—88.

Elaborarea diodelor rapide care satisfac necesităţile circuitelor logice de mare viteză a ridicat problema măsurării şi specificării vitezei de comutare a diodei. Metodele existente, bazate pe timpul de revenire, impun măsurări complicate cu osciloscafe scumpe. Rezultatele nu sînt reproductibile. Sarcina acumulată a unei diode reprezintă un mijloc mai bun pentru determinarea vitezei de comutare. Sarcina, care acţionează ca o barieră inversării curentului, dă o indicaţie univocă a vitezei de comutare. Ea poate fi măsurată direct, în impuls, cu un echipament ieftin, măsurările avînd o bună reproductibilitate. Metoda descrisă de măsurare a sarcinii acumulate poate uşor fi extinsă la tranzistoare.

Lövborg, L. **Un convertor liniar temperatură-frecvenţă** (A linear temperature-to-frequency-convertor). In : Journal of scientific instruments, **42**, nr. 8, aug 1965, p. 611—614.

În articol se analizează posibilitatea de conversie a temperaturii într-un semnal de frecvenţă cu ajutorul unui termistor care face parte din circuitul de determinare a frecvenţei a unui oscilator RC. Se expun proprietăţile termistorului şi teoria convertorului. Se arată că se poate realiza o caracteristică temperatură-frecvenţă care are un punct de inflexiune şi că în acest punct valoarea maximă a coeficientului temperatură-frecvenţă este 1/3 din coeficientul de temperatură al termistorului la temperatura respectivă. Se dau curbe arătînd domeniul în care convertorul este liniar în limite de ±0,1°C şi se prezintă un model de laborator avînd acest domeniu, 10°C—40°C.

Beignet, F. **Sistem de transmisie şi tratare a măsurilor şi semnalizărilor unei reţele de transport de energie** (Système de transmission et de traitement des mesures et signalisations d'un réseau de transport d'énergie). In : Électronique industrielle, nr. 86, sept 1965, p. 331—337.

Pentru a putea asigura într-un sistem energetic furnizarea energiei la un preţ de cost minim este necesară concentrarea, într-un punct dispecer, a tuturor informaţiilor privind funcţionarea sistemului. Multiplicarea informaţiilor transmise a devenit posibilă prin apariţia sistemelor ciclice de telemăsură şi telesemnalizare de mare capacitate. Calculele de prevedere şi supraveghere automată a parametrilor importanţi se efectuează de un calculator. Dispecerul modern dispune de un calculator (de tip curent, capacitate 16 000 de cuvinte), un tablou sinoptic de tipul panoului luminat, indicatori vizuali numerici şi analogici, maşini imprimatoare. Sistemul de transmitere a informaţiilor cuprinde 60 de emiţătoare şi 61 de receptoare. Capacitatea maximă a unui emiţător este de 40 de măsuri sau 320 de semnalizări, transmisibile ciclic pe un canal de 120 Hz. Măsurile se transmit sub formă analogică şi numerică. Sistemul de tratare a informaţiilor permite afişarea măsurilor şi semnalizărilor pe tabloul sinoptic, afişarea pe înregistrator, imprimarea schimbărilor de stare semnalizate, legătura cu calculatorul.

Nacinkina, G. N. şi Snaidman, M. A. **Utilizarea corelatorului pe relee pentru determinarea caracteristicilor de frecvenţă în sistemele adaptive.** In : Avtomatika i telemehanika, nr. 5, 1965.

O problemă importantă în construirea sistemelor adaptive este determinarea caracteristicilor dinamice ale instalaţiei tehnologice. Dintre metodele utilizate în acest scop, autorii analizează posibilitatea folosirii corelatoarelor pentru cazul cînd caracteristicile obiectului variază într-o gamă largă. Se analizează precizia acestei metode, se determină frecvenţa şi amplitudinea semnalelor de probă, se dă schema de amplificatoare operaţionale.

Davoust, G. **Nomograme stabilite pentru analiza şi reglarea sistemelor industriale.** In : Automatisme, **10**, nr. 4, 1965.

Autorul expune întîi o îmbunătăţire a metodei clasice date de V. Strejc, prezentînd o nomogramă care simplifică simţitor problema determinării funcţiei de transfer a proceselor aperiodice. În continuare se descrie o metodă de simulare analogică folosită pentru studierea caracteristicilor tranzitorii ale acestor procese a căror reglare se face cu diverse tipuri

de regulatoare PI, PID, PID_1D_2 etc., drept criteriu de reglare fiind folosit criteriul amortizării dat de Naslin. Autorul arată posibilitatea construirii unor nomograme pentru determinarea coeficienţilor de acord ai regulatorului după relaţiile care definesc aceşti coeficienţi. Folosirea acestor nomograme se poate urmări printr-un exemplu numeric dezvoltat în articol.

Grauvogel, J. **Simularea numerică a sistemelor de reglare.** In: Automatisme, **10**, nr. 4, 1965.

După o prezentare a dezavantajelor pe care le prezintă simularea analogică în determinarea parametrilor de acord ai regulatoarelor în sistemele de reglare studiate la o perturbaţie în treaptă, se propune folosirea în acest scop a unei metode de simulare numerică. Această simulare propusă se efectuează pe un calculator numeric prin descompunerea schemei funcţionale în operatori simpli şi procedînd la eşantionare. Autorul dă ca exemplu studiul unui sistem de reglare automată la o perturbaţie în treaptă şi îmbunătăţirea răspunsului tranzitoriu prin introducerea unei acţiuni derivative în circuitul deschis al sistemului. Se scot în evidenţă avantajele pe care le prezintă o asemenea simulare numerică faţă de cea analogică.

Kaplan, Ch. **Dispozitiv de control automat de protecţie pentru centralele termice clasice şi nucleare.** In: Mesures-régulation-automatisme, **30**, nr. 3, 1965.

Sînt descrise două dispozitive sesizoare de temperatură pentru indicarea şi înregistrarea variaţiilor rapide de temperatură. Unul dintre aceste dispozitive măsoară derivata temperaturii în timp, indicînd astfel tendinţa de variaţie a temperaturii. Ca elemente sensibile, la aceste dispozitive se folosesc termocuple montate în diversele puncte de măsură, cuplarea lor făcîndu-se prin intermediul unor reţele rezistive compensatoare. Folosirea acestor dispozitive face posibilă obţinerea unor informaţii exacte asupra temperaturii elementelor supuse protecţiei, evitîndu-se avariile ce ar putea avea loc în centralele termice la parametri ridicaţi. Autorul descrie şi posibilitatea folosirii dispozitivului care indică tendinţa de variaţie a temperaturii pentru măsurarea altor mărimi fizice, cu condiţia folosirii unor traductoare corespunzătoare care să aibă la ieşire un potenţial electric de nivel scăzut.

Humpage, W. D. şi Stott, B. **Analiza stabilităţii sistemelor energetice prin utilizarea calculatoarelor numerice şi aplicarea metodelor predictive-corectoare.** In: Proceedings IEE, nr. 8, 1965.

Se pune problema scurtării timpului de calcul necesar analizelor de stabilitate a sistemelor electroenergetice. Acestea sînt efectuate în prezent prin împărţirea intervalului studiat în subintervale de timp în care se realizează o integrare a ecuaţiilor diferenţiale prin metoda Runge-Kutta. Valorile variabilelor din soluţie, la sfîrşitul subintervalului, sînt introduse într-un sistem de ecuaţii algebrice pentru calculul circulaţiei de puteri în sistem. Rezolvarea acestui sistem de ecuaţii durează foarte mult şi este de dorit să fie micşorat numărul de subintervale (fără a se pierde prin aceasta din precizia calculului). În acest scop, autorii propun metode predictive-corectoare pentru integrarea ecuaţiilor diferenţiale, metode care în esenţă reprezintă o integrare în mai multe trepte (spre deosebire de metoda Runge-Kutta care este într-o treaptă). Sînt prezentate organigrama de calcul, diferite soluţii şi rezultate în comparaţie cu cele obţinute prin metoda Runge-Kutta.

Schreiner, K. E., Funk, H. L. şi Hopner, E. **Corectarea automată a distorsiunilor pentru transmisia eficientă a impulsurilor.** In: IBM journal of research and development, **9**, nr. 1, 1965.

Articolul prezintă două metode pentru compensarea automată a distorsiunilor impulsurilor transmise pe căi telefonice. Pentru cazul transmisiei mesajelor codificate pe durate mici, căile de transmisie avînd caracteristici deosebite, este indicată realizarea compensării automate. Se obţine un cîştig în viteza de transmisie.

Prima metodă indicată compensează numai distorsiunile de fază. Ea se bazează pe transmisia predistorsionată a mesajului, astfel încît el să fie recepţionat practic nedistorsionat. Pentru aceasta se transmite înaintea mesajului un impuls de probă, dreptunghiular, a cărui formă este analizată la recepţie prin cuantificare.

Codul corespunzător formei distorsionate a impulsului de probă este retransmis lent către emisie. Un dispozitiv examinează natura distorsiunilor suferite de impuls şi execută transmisia rapidă a mesajului, predistorsionînd corespunzător impulsurile.

Cea de-a doua metodă utilizează transmiterea, pe lîngă impulsul principal corespunzător semnalului logic 1, a unor impulsuri ajutătoare la intervale de timp şi cu amplitudini convenabile, astfel încît la recepţie semnalul total să fie un 1 practic nedistorsionat.

Această metodă dă rezultate mai bune, după cum reiese din numeroasele oscilograme anexate articolului.

Bongenaar, W. şi De Troye, N. C. **Considerarea cazului celui mai defavorabil la proiectarea circuitelor logice** (Worst-case consideration in designing logical circuits). În: I.E.E.E. transactions on electronic computers, EC—14, nr. 4, aug 1965, p. 590—599.

În calculatoarele actuale toate funcţiunile sînt realizate cu ajutorul unui circuit logic fundamental. Un sistem logic trebuie să ajungă la decizii logice de forma conjuncţiei, disjuncţiei, negaţiei şi combinaţiilor lor, menţinînd la ieşiri nivele în limitele valorilor prescrise. Deviaţiile de la condiţiile ideale pot fi datorite toleranţelor pieselor şi influenţelor externe. Parametrii care trebuie luaţi în considerare pot fi împărţiţi în trei grupe: parametrii care pot fi aleşi de proiectant (valori nominale ale rezistenţelor şi tensiunilor de alimentare), parametrii stabiliţi o dată cu alegerea pieselor (factorul de amplificare al tranzistoarelor, tensiunea joncţiunilor, toleranţele rezistenţelor), parametrii determinaţi de cerinţele sistemului (număr de intrări, ieşiri, temperatura ambiantă). Pentru anumite cerinţe date, cu anumiţi parametri stabiliţi, există un domeniu larg de circuite posibile; scopul articolului este de a stabili limitele acestui domeniu şi de a arăta cum în cadrul acestor limite trebuie ales un punct corespunzător unor proprietăţi particulare, de exemplu viteza maximă. Se analizează proiectarea în cazul cel mai defavorabil pentru circuitele logice tranzistor-tranzistor, diodă-tranzistor, şi un tip nou propus, tranzistor repetor pe emitor.

CRONICĂ

Simpozion internaţional asupra reţelelor generalizate

New York, 12—14 aprilie 1966

Institutul politehnic din Brooklyn anunţă că, între 12 şi 14 aprilie 1966, va avea loc la New York cel de-al 16-lea simpozion internaţional din seria simpozioanelor MRI (Microwave Research Institute). Simpozionul este organizat în colaborare cu EEE (Electrical and Electronics Engineers), cu Societatea de optică din S.U.A. şi cu Societatea pentru matematică aplicată şi industrială.

Simpozionul se va ocupa de extinderea teoriei reţelelor în legătură cu performanţele structurilor complexe din domeniile largi ale ştiinţei şi tehnicii, din afara domeniilor circuitelor RLC. Vor fi considerate, printre altele, sistemele cu parametri distribuiţi, aplicaţiile conceptelor reţelelor la propagarea undelor electromagnetice prin orice fel de medii (solide, plasmă etc.), teoria generalizată a reţelelor active, teoria realizabilităţii bazată pe postulate fizice etc.

Domeniile mai importante pe care se vor axa lucrările simpozionului sînt:

1. teoria reţelelor cu parametri distribuiţi;
2. reprezentări prin reţele în electromagnetism;
3. sisteme optice ca reţele;
4. interpretarea legilor fizicii în lumina conceptelor teoriei reţelelor;
5. reţelele ca sisteme termodinamice;
6. teoria reţelelor şi mecanica cuantică;
7. metode noi de studiu al problemelor clasice de reţele;
8. reprezentări prin reţele ale sistemelor biologice.

Simpozionul este organizat, ca şi în anii precedenţi, sub auspiciile Institutului de microunde al Institutului politehnic din Brooklyn şi cu colaborarea Biroului pentru cercetare ştiinţifică al forţelor armate aeriene, a Biroului de cercetări navale şi a Biroului de cercetări al armatei.

Lucrările simpozionului asupra teoriei reţelelor generalizate vor fi publicate în volumul 16 al seriei MRI de simpozioane.

Informaţii suplimentare se pot obţine de la „Symposium Committee, Polytechnic Institute of Brooklyn, 333 Jay Street, Brooklyn, N. Y. 11201".

Simpozion asupra reglajului automat utilizat în distribuţia energiei electrice

Manchester, 29—31 martie 1966

Acest simpozion, organizat de către Consiliul de automatică din Anglia, va avea loc între 29 şi 31 martie 1966 în palatul Renold Building, la Colegiul de ştiinţă şi tehnologie din Manchester.

La simpozion se vor prezenta şi se vor discuta ultimile rezultate legate de proiectarea şi funcţionarea sistemelor automate pentru instalaţiile de transport şi distribuţie a energiei electrice, precum şi tendinţele de viitor. Se preconizează, de asemenea, organizarea unei expoziţii pe această temă şi a unor vizite la centrale electrice şi întreprinderi.

Lucrările care vor fi prezentate cuprind următoarele probleme:

— reglajul automat în transportul şi distribuţia energiei electrice (comutarea şi încărcarea automată);

— reglajul automat în staţii generatoare (pornire şi oprire), controlul exploatării în regim normal şi de avarie, optimizarea;

— problemele conexe şi tendinţe viitoare.

Textele tuturor lucrărilor prezentate la simpozion vor fi publicate în volum în timp util, pentru a fi la dispoziţia celor interesaţi în aceste probleme.

Alte detalii cu privire la lucrările simpozionului se pot obţine de la Secretariatul ştiinţific al comitetului de organizare a simpozionului.

Al XIII-lea congres ştiinţific internaţional de electronică

Roma, 15—20 iunie 1966

Între 15 şi 20 iunie 1966 va avea loc la Roma al XIII-lea congres internaţional de electronică, care are ca tematică generală „Sisteme şi dispozitive electronice cu materiale semiconductoare".

Dintre lucrările care se vor prezenta se menţionează cele care prezintă interes pentru automatică. Aceste lucrări privesc aplicaţiile sistemelor şi dispozitivelor electronice cu semiconductoare în reglajul automat şi calculatoare, cum ar fi:

— circuite şi aparate cu redresoare comandate, circuite de comutaţie de putere mică şi mare, invertoare amplificatoare;

— circuite integrate, cu referire în special la amplificare de curent continuu, comparativ cu metodele clasice;

— dispozitive semiconductoare utilizate pentru conversiuni analog — digitale şi digitale — analog;

— circuite integrate utilizate ca elemente numerice de calcul;

— metode avansate de realizare a memoriilor (memorii pe film şi cu criatroane).

СОДЕРЖАНИЕ

ДК 621.375.018.756.001.24

Якаб, И. и *Ружина, И.:*

О расчете частотной полосы, необходимой для амплитудной дискриминации.

Automatica şi Electronica 10, nr. 2, март-апрель 1966, стр. 49–55

Излагается оригинальный метод расчета частотной полосы, необходимый для имульсных усилителей, в целях точного усиления амплитуды импульса.

ДК 621–503.32.004.13

Арделян, Г.:

Фильтрационная функция дискретных автоматических систем при действии стационарных колебательных сигналов.

Automatica şi Electronica 10, nr. 2, март-апрель 1966, стр. 56–61

Рассматривается поведение данной выбираемой системы, на которую посылается стохастический стационарный сигнал.

ДК 621–501.224 : 517.9

Кэлушицэ, Миоара:

Место корней в характерном уравнении систем с простоями.

Automatica şi Electronica 10, nr. 2, март-апрель 1966, стр. 61–69

Описываются области распространения метода корней на реактивные системы с простоями.

ДК 621–531.3.001.14

Флоря, С. и *Думитраке, И.:*

Расчет рабочих органов регулировки дебита флюдов.

Automatica şi Electronica 10, nr. 2, март-апрель 1966, стр. 70–75

Приводится расчет статистических характеристик регулировочных вентилей, применяемых для управления дебитом флюидов.

ДК 621.398 : 621–503.001.24

Брана, Валерия:

Специфические аспекты передачи данных в телемеханике.

Automatica şi Electronica 10, nr. 2, март-апрель 1966, стр. 75–82

Рассматривается метод расчета двусмысленности различных способов передачи данных, применяемых в промышленных телемеханических системах. Метод основан на результатах ряда статистических измерений, а также на излагаемых автором личных соображениях.

ДК 621–503.25 + 621–551.42 : 511

Константин, П.:

Вопросы изучения систем, включающих числовые регуляторы пропорционального типа.

Automatica şi Electronica 10, nr. 2, март-апрель 1966, стр. 82–86

НОВОСТИ 86–89
РЕЦЕНЗИИ 89–93
ДОКУМЕНТАЦИЯ 94–95
ХРОНИКА 96

INHALTSVERZEICHNIS

DK 621.375.018.756.001.24

Jakab, I. und *Rugină, I.:*

Über die Berechnung des zur Amplitudendiskrimination notwendigen Frequenzbandes.

Automatica şi Electronica 10, H. 2, März-April 1966, S. 49–55

Es wird ein neuartiges Verfahren zur Berechnung des Frequenzbandes für Impulsverstärker im Hinblick auf die genaue Verstärkung der Impulsamplitude dargelegt.

DK 621–503.32.004.13

Ardelean, Gh.:

Filterfunktion diskreter automatischer Systeme bei Einwirkung stationärer Fluktuationssignale.

Automatica şi Electronica, 10 H. 2, März-April 1966, S. 56–61

Es wird das Verhalten eines genormten Systems gegenüber einem stationären Zufalls-Signal behandelt.

DK 621–501.224 : 517.9

Călușiță, Mioara:

Stellung der Wurzeln in der charakteristischen Gleichung der Systeme mit Verlustzeit.

Automatica şi Electronica 10, H. 2, März-April 1966, S. 61–69

Es wird die Ausweitung des Wurzelverfahrens auf die Reaktionssysteme mit Verlustzeit dargelegt.

DK 621–531.3.001.14

Florea, S. und *Dumitrache, I.:*

Berechnung der Arbeitsorgane für die Reglung der Zuflussmenge.

Automatica şi Electronica 10, H. 2, März-April 1966, S. 70–75

Es wird die Berechnungsweise der statischen Charakteristiken für Reglerventile der Zuflussmenge beschrieben.

DK 621.398 : 621–503.001.24

Brana, Valeria:

Spezifische Aspekte des Datenübertragens im Fernsteuerung.

Automatica şi Electronica 10, H. 2, März-April 1966, S. 75–82

Es wird ein Verfahren zur Berechnung der Äquivokation verschiedener Übertragungsweisen der Daten in industriellen Fernsteuerungsanlagen dargelegt. Das Verfahren fusst auf den Ergebnissen statischer Messungen und auf eignen Erwägungen.

DK 621–503.25 + 621–551.42 : 511

Constantin, P.:

Beiträge zum Studium der Systeme mit numerischen Proportionalreglern.

Automatica şi Electronica 10, H. 2, März-April 1966, S. 82–86

NEUHEITEN 86–89
BUCHBESPRECHUNGEN 89–93
DOKUMENTATION 94–95
CHRONIK 96

SOMMAIRE

CD 621.375.018.756.001.24

Jakab, I. et *Rugină, I.*:

Le calcul de la bande de fréquence nécessaire à la discrimination d'amplitude.

Automatica şi Electronica 10, no. 2, mars-avril 1966, p. 49–55

On expose une méthode originale pour le calcul de la bande de fréquence nécessaire aux amplificateurs d'impulsion, en vue de pouvoir amplifier avec précision l'amplitude de l'impulsion.

CD 621–503.32.004.13

Ardelean, Gh.:

La fonction de filtrage des systèmes automatiques discrets sous l'action des signaux fluctuants stationnaires.

Automatica şi Electronica 10, no. 2, mars-avril 1966, p. 56–61

On discute le comportement d'un système échantillonné auquel on applique un signal stochastique stationnaire.

CD 621–501.224 : 517.9

Căluşiţă, Mioara:

La place des racines de l'équation caractéristique des systèmes à temps mort.

Automatica şi Electronica 10, no. 2, mars-avril 1966, p. 61–69

On présente une extension de la méthode des racines d'équation aux systèmes à réaction ayant un temps mort.

CD 621–531.3.001.14

Florea, S. et *Dumitrache, I.*:

Le calcul des organes d'exécution pour le réglage des débits de fluide.

Automatica şi Electronica 10, no. 2, mars-avril 1966, p. 70–75

On décrit le mode de calcul des caractéristiques statiques pour les soupapes de réglage des débits de fluide.

CD 621.398 : 621–503.001.24

Brana, Valeria:

Aspects spécifiques de la transmission des données en télémécanique.

Automatica şi Electronica 10, no. 2, mars-avril 1966, p. 75–82

On présente une méthode de calcul de l'équivoque des différents modes de transmission des données, utilisés dans les systèmes de télémécanique industrielle. Cette méthode est basée sur les résultats de certains mesurages statistiques et sur quelques considérations propres de l'auteur.

CD 621–503.25 + 621–551.42 : 511

Constantin, P.:

Contribution à l'étude des systèmes dotés de régulateurs numériques de type proportionnel.

Automatica şi Electronica 10, no. 2, mars-avril 1966, p. 82–86

ACTUALITÉS	86–89
COMPTES RENDUS	89–93
DOCUMENTATION	94–95
CHRONIQUE	96

CONTENTS

DC 621.375.018.756.001.24

Jakab, I. and *Rugină, I*:

The calculus of the frequency band necessary for the discrimination of the amplitude.

Automatica şi Electronica 10, nr. 2, march-april 1966, p. 49–55

An original method for the calculus of the frequency band, necessary for the impulse amplifiers, is exposed in view of a precise amplification of the impulse amplitude.

DC 621–503.32.004.13

Ardelean, Gh.:

The filtration of the discreet automatic systems under the effect of the stationary fluctuant signals.

Automatica şi Electronica 10, nr. 2, march-april 1966, p. 56–61

The behaviour of a sample system is discussed to which a stationary stochastical signal is applied.

DC 621–501.224 : 517.9

Căluşiţă, Mioara:

The locus of the characteristic equation roots for dead time systems.

Automatica şi Electronica 10, nr. 2, march-april 1966, p. 61–69

An extension of the root method on dead time reaction systems is presented.

DC 621–531.3.001.14

Florea, S. and *Dumitrache, I.*:

Calculus of the execution elements for the fluid flow control.

Automatica şi Electronica 10, nr. 2, march-april 1966, p. 70–75

The calculus of the static characteristics of the fluid flow regulating valves is described.

DC 621.398 : 621–503.001.24

Brana, Valeria:

Specific aspects of the data transmission in telemechanics.

Automatica şi Electronica 10, nr. 2, march-april 1966, p. 75–82

A calculus method for the ambiguity of various data transmission ways used in industrial telemechanic systems is presented. The method is based on the result of some statistical measurements and on some personal considerations.

DC 621–503.25 + 621–551.42 : 511

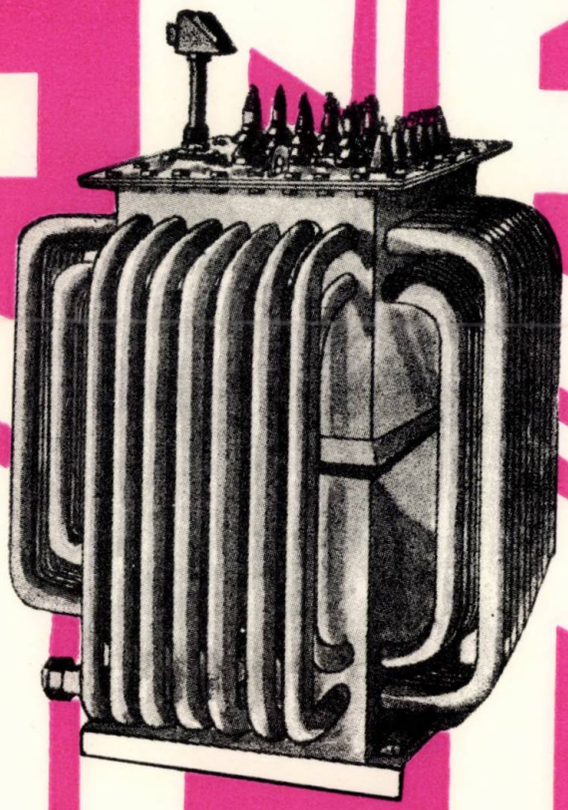
Constantin, P.:

Contributions to the study of the systems containing numerical proportional-type regulators.

Automatica şi Electronica 10, nr. 2, march-april 1966, p. 82–86

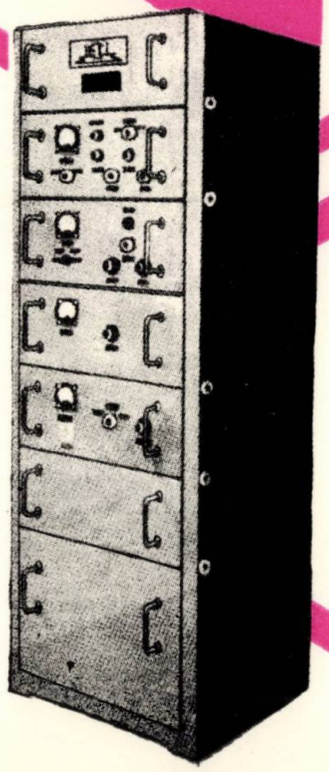
NEWS	86–89
REVIEWS	89–93
DOCUMENTATION	94–95
CHRONICLE	96

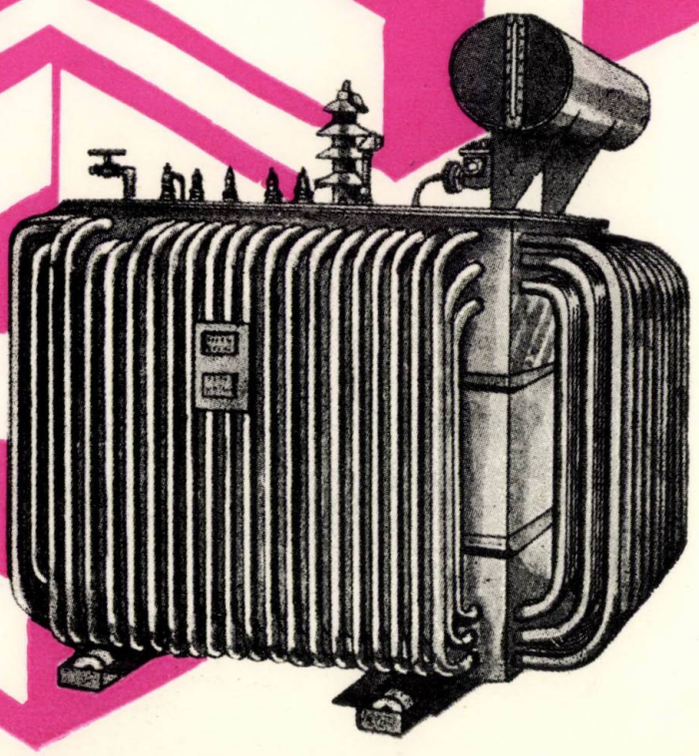
ELECTROTEHNICA



EXECUTĂ

- **Transformatoare de forță în ulei:** gama de puteri 40—63—100 kVA, gama de tensiuni 6—20 kV, pierderi reduse, construcție rezistentă la scurtcircuit.
- **Transformatoare de sudură tip TASM—300:** curent de sudură reglabil în două trepte, 75—230 A și 220—480 A, tensiune de alimentare 220 V, 380 V sau 500 V, tensiune de lucru 32 V
- **Seria unitară de amplificatoare magnetice** cu o înfășurare de comandă (tip AMSU) și cu două înfășurări de comandă (tip AMD) pentru automatizări și acționări electrice; puteri 11 VA—90 kVA, tensiuni 24—500 V
- **Echipament electric pentru filtre electrostatice** utilizate la reținerea particulelor în suspensie în fabricile de ciment, de produse refractare, de acid sulfuric, la centrale electrice etc.; tensiune continuă 80 kV, curent continuu 400 mA.





MICM ICPE

1966 MN 1- 3

INSTITUTUL DE CERCETĂRI ŞI PROIECTĂRI PENTRU INDUSTRIA ELECTROTEHNICĂ

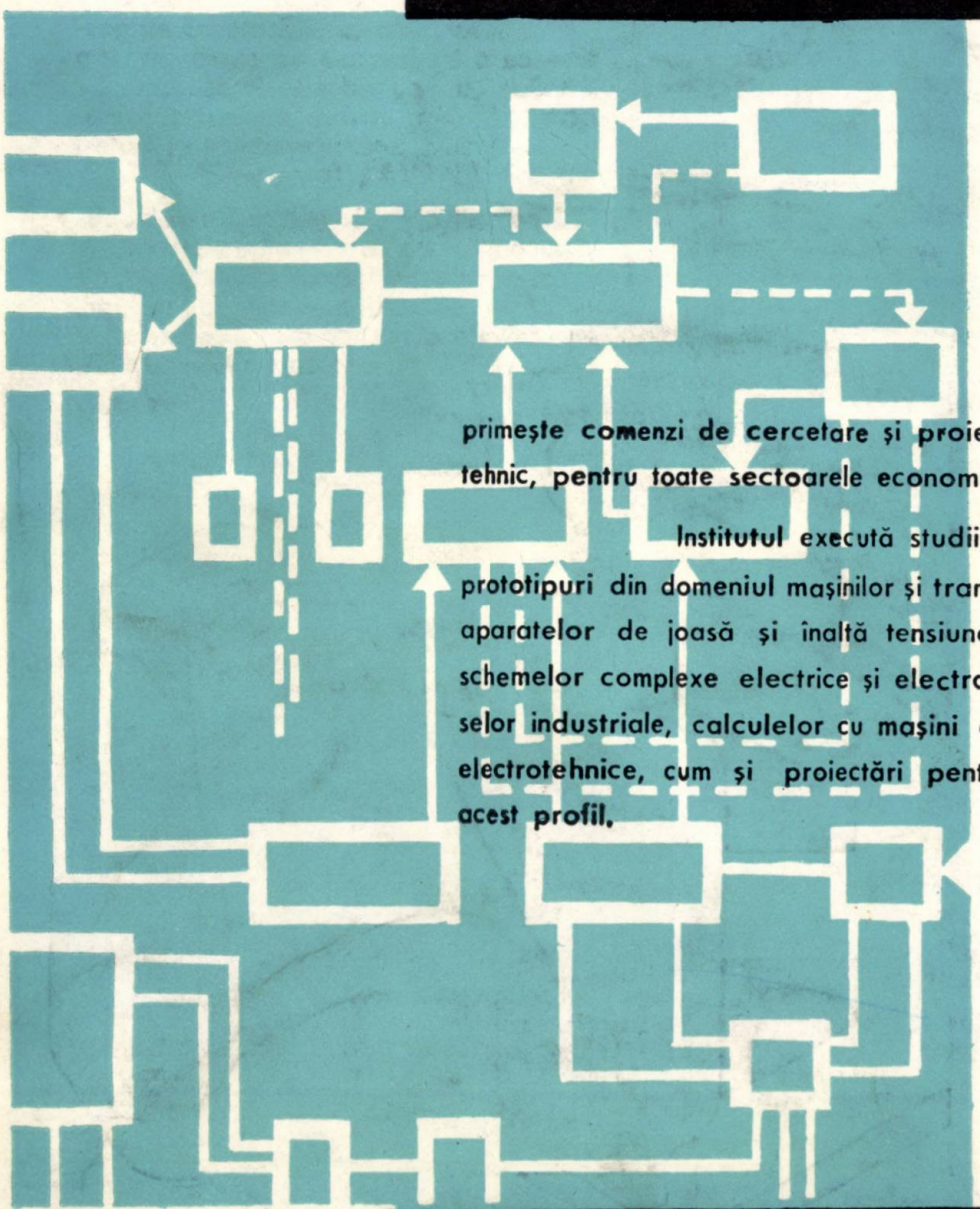
din Bucureşti. Bd. T. Vladimirescu 45, telefon 31.41.00

Научно-исследовательский и Проектировочный институт по вопросам электропромышленности

Electrical Engineering and Research Institute

Forschungs-und Projektierungsinstitut für die Elektroindustrie

Institut de Recherches et Projets pour l'industrie Electrotechnique



primeşte comenzi de cercetare şi proiectare, cu profil electrotehnic, pentru toate sectoarele economice din ţară.

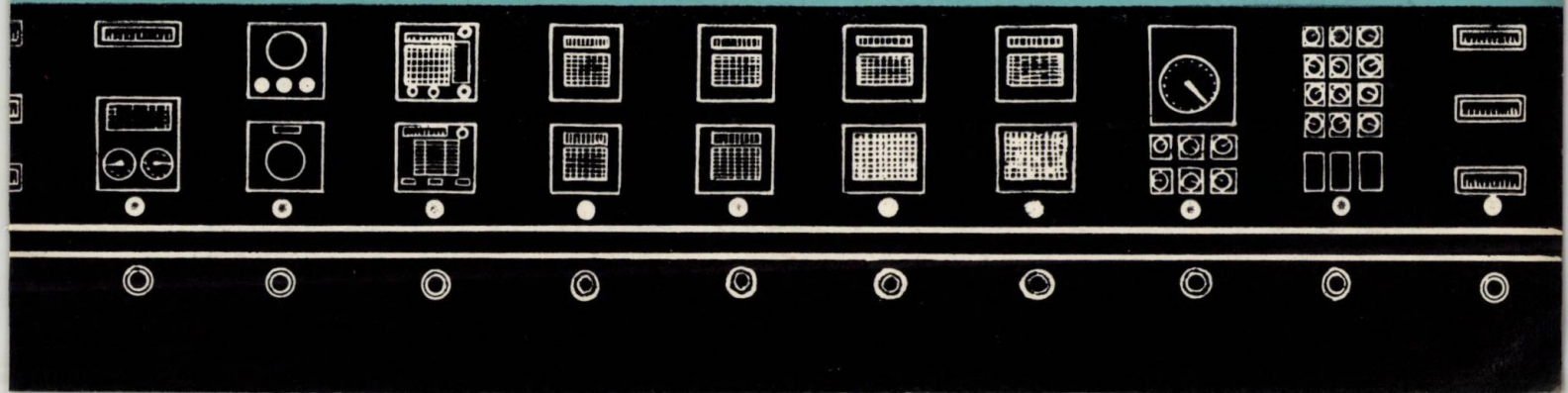
Institutul execută studii, încercări, omologări şi prototipuri din domeniul maşinilor şi transformatoarelor electrice, aparatelor de joasă şi înaltă tensiune, acţionărilor electrice, schemelor complexe electrice şi electronice, climatizării produselor industriale, calculelor cu maşini electronice, materialelor electrotehnice, cum şi proiectări pentru uzine şi fabrici cu acest profil.

E 2551

AUTOMATICA ŞI ELECTRONICA

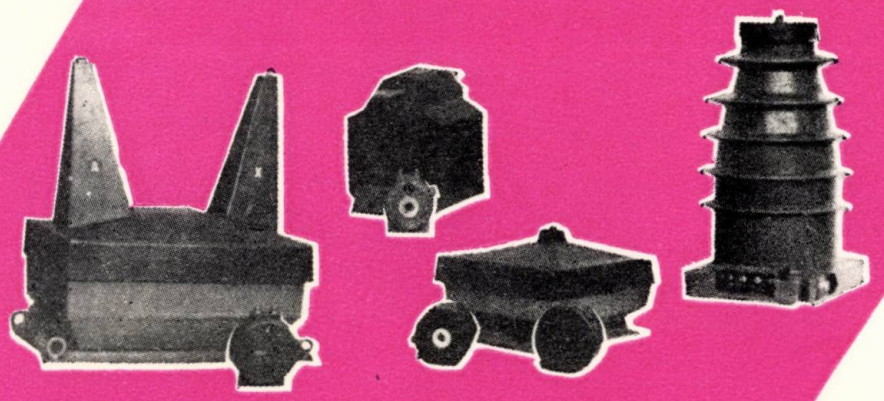
3

AUTOMATICA ŞI ELECTRONICA • BUCUREŞTI • VOLUMUL 10 • NR. 3 • MAI — IUNIE • 1966



posibilități largi de măsurare a curenților și tensiunilor mari

construcții comode, potrivite scopului
- gabarite și greutăți reduse prin folosirea înglobării în mase plastice



TRANSFORMATOARE DE MĂSURĂ

pentru curenți 5-5000 A/5A
pentru tensiuni 0,5-220 kV/100V
clase de precizie 0,2 0,5 1 3

UZINELE ELECTROPUTERE CRAIOVA

ORSZÁGOS MŰSZAKI KÖNYVTÁRA DOKUMENTÁCIÓS KÖZPONTJA 1962

AUTOMATICA ŞI ELECTRONICA

Vol. 10 (1966), nr. 3 (mai-iunie), p. 97—148

CUPRINS

CZ 512.831

Damsker, D. :

Matrice logice complete. Folosirea lor în minimizarea expresiilor booleene.

Automatica şi Electronica 10. nr. 3, mai-iun 1966, p. 97—102

Se prezintă o metodă nouă de simplificare a expresiilor booleene pornind de la formaţiile majore de variabile care se pot elimina.

CZ 621.375.1.004.15

Petrescu, A. :

Unele proprietăţi ale elementelor operaţionale reversibile.

Automatica şi Electronica 10, nr. 3, mai-iun 1966, p. 102—107

Se examinează elementele operaţionale reversibile, precum şi performanţele pe care le pot realiza acestea faţă de cele ireversibile.

CZ 621.375.018.756 :535.215.3

Poenaru, D. şi *Ivanov, E.* :

Sistem de blocare a fotomultiplicatorului în tehnica fasciculului pulsat.

Automatica şi Electronica 10, nr. 3, mai-iun 1966, p. 107—112

Se analizează metodele existente de blocare a fotomultiplicatoarelor, se descrie o nouă metodă care constă în aplicarea unei tensiuni de comandă pe dinoda a treia, şi se prezintă rezultatele.

CZ 621.375.134.001.13

Dimo, P. :

Ipoteze simplificatoare în proiectarea amplificatoarelor operaţionale.

Automatica şi Electronica 10, nr. 3, mai-iun 1966, p. 112—116

Se expune o metodică de proiectare a amplificatoarelor de curent continuu, care se bazează atît pe determinări experimentale, cît şi pe calcule.

CZ 621.375.3/4 :681.3.041

Comănescu, V. şi *Lungu, C.* :

Elemente de comutaţie statică utilizate în tehnica numărării.

Automatica şi Electronica 10, sr. 3, mai-iun 1966, p. 117—125

Se descrie schema de principiu a unui lanţ logic format din circuitele ŞI, SAU, INVERSOR, şi se examinează problemele legate de proiectarea lor, dîndu-se ecuaţiile de calcul pentru regimurile static şi dinamic.

CZ 621.314.652—533.7.014.31

Bartzer, St. :

Automatizarea reaprinderii excitaţiei redresorului cu mercur de tipul R.M.N.V.-500 × 6 pentru cazuri particulare.

Automatica şi Electronica 10, nr. 3, mai-iun 1966, p. 125—128

CZ 622.323—52.001.1

Ilie, C. :

Controlul centralizat actual în extracţia ţiţeiului.

Automatica şi Electronica 10, nr. 3, mai-iun 1966, p. 128—133

CZ 681.322.35

Vaida, D. :

Limbajul algoritmic elaborat de grupul GAMS.

Automatica şi Electronica 10, nr. 3, mai-iun 1966, p. 133—136

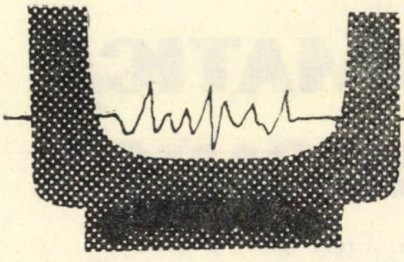
CZ 681.322.323—523.8

Miron, C. şi *Ioanoviciu, M.* :

Circuit de comandă operaţională îmbunătăţit pentru calculatorul ANCA

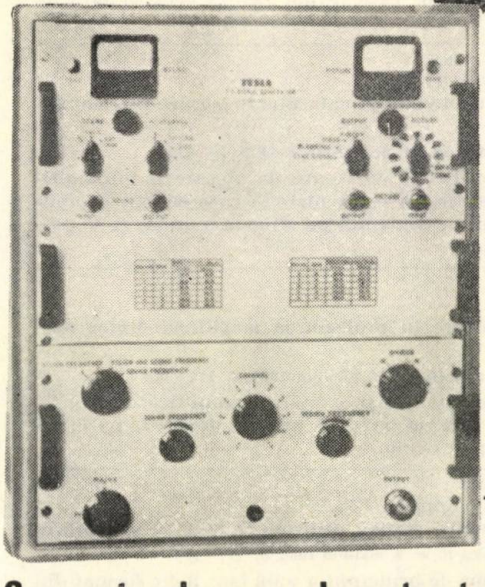
Automatica şi Electronica 10, nr. 3, mai-iun 1966, p. 137—140

ACTUALITĂŢI	140—144	**DOCUMENTARE**	145—146
RECENZII	144—145	**CRONICĂ**	146—148



BM 424

TESLA



Generator de semnal pentru televiziune

TESLA BM-424

O sursă de laborator pentru frecvenţe purtătoare pentru imagine şi sunet în benzile I, II şi III precis stabilite, conform cu prescripţiile OIRT, avînd modulaţie proprie sau exterioară. Generatorul cu modulaţie în frecvenţă prevăzut în aparat produce 10 imagini de control. Tuturor imaginilor le sînt adăugate semnale de amestec pentru sincronizare şi control după normele TV. Modulaţia proprie are loc pe frecvenţa de 1 kHz, iar modulaţia exterioară poate fi făcută în domeniul 20—15 kHz. Sînt prevăzute ieşiri speciale pentru: semnal amestec sincronizare, semnal amestec control şi semnal complet de TV pentru ambele polarităţi.

Se livrează de:

EXPORT
IMPORT
KOVO
PRAHA
CZECHOSLOVAKIA

MŰSZAKI KÖNYVTÁR

AUTOMATICA şi ELECTRONICA
REVISTĂ TEHNICO-ŞTIINŢIFICĂ DE AUTOMATICĂ, ELECTRONICĂ INDUSTRIALĂ ŞI TEHNICĂ NUCLEARĂ
ORGAN AL MINISTERULUI INDUSTRIEI CONSTRUCŢIILOR DE MAŞINI ŞI AL CONSILIULUI NAŢIONAL AL INGINERILOR ŞI TEHNICIENILOR DIN REPUBLICA SOCIALISTĂ ROMÂNIA

Vol. X (pag. 97—148) nr. 3, mai—iunie Bucureşti, 1966

Ing. D. DAMSKER — Laureat al Premiului de Stat

Matrice logice complete. Folosirea lor în minimizarea expresiilor booleene

În ultimul timp au apărut metode noi de minimizare a expresiilor booleene. Unele dintre ele se bazează pe operaţia de „consens" [1,2,3,4]. În lucrarea [5] am folosit o metodă nouă bazată pe ceea ce am numit „matrice completă de valori".

În lucrarea de faţă se dezvoltă ideea matricelor complete şi se arată avantajele ei în minimizarea expresiilor booleene. Noţiunea de matrice este folosită aici în sensul unei tabele de valori ale variabilelor şi ale golurilor, care înlocuiesc variabilele lipsă şi care formează un anumit tipar, după modelul tabelelor folosite în metodele Quine-Mc Cluskey.

Cele expuse mai jos au contingenţe cu operaţia de consens, aşa încît se începe prin a se defini această operaţie.

1. Consens simplu, consens omogen, consens de clasă superioară

Consens. Fie două monoame $m_1 a$ şi $m_2 \bar{a}$, care conţin variabila a directă într-un monom şi negată în al doilea monom, variabilă denumită biformă, precum şi alte variabile care nu au valori complementare, denumite variabile monoforme. Aceste monoame generează un termen nou : $m_1\ m_2$, care constituie „termenul consecvent" al lor [3]. Operaţia care face ca termenilor iniţiali să le corespundă termenul consecvent se denumeşte consens.

Este posibil ca termenii obţinuţi prin consens să fie superiori celor iniţiali, aşa încît unii dintre aceştia din urmă, care definesc o funcţie booleană, să devină redondanţi (supraabundenţi) şi să fie înlăturaţi.

Consens de clasă superioară. În lucrarea [4] se arată că unele grupe de monoame au suma logică iredondantă a variabilelor biforme egală cu 1 şi în acest caz termenul consecvent este produsul variabilelor monoforme. Egalitatea cu 1 se numeşte egalitate caracteristică a consensului, produsul logic al variabilelor monoforme din fiecare monom se numeşte „reziduu".

Pe baza consensului, se întocmeşte un mod nou de minimizare, plecînd de la variabilele biforme.

Consens omogen. În lucrarea [5] s-a arătat o metodă de minimizare, care pleacă de la variabilele constante în gruparea unor termeni cercetaţi.

Pentru a face legătura dintre cele două metode este util a admite drept consens omogen operaţia booleană cunoscută, şi anume :

$$m \cdot a \vee m \cdot \bar{a} = m. \qquad (1)$$

Monomul m, cuprinzînd numai variabile monoforme, este superior fiecăruia dintre termenii iniţiali şi îi înlătură din logica de definire a funcţiei.

Este de remarcat că la baza metodelor de minimizare M. Karnaugh şi Mc Cluskey, devenite clasice, stă operaţia de consens omogen simplu.

Consensul omogen poate fi şi el de clasă superioară.

2. Matrice logice complete

Pentru consideraţiile care urmează sînt interesante definiţiile şi observaţiile de mai jos :

Matricea completă de valori. O formă a grupării unor termeni a căror identitate cu 1 este uşor de recunoscut este matricea completă de valori. Se presupune că funcţia este dependentă de p variabile, din care toate variabilele sînt biforme. În total sînt 2^p termeni iredondanţi ; variabilele biforme au toate combinaţiile posibile de valori. Aşezaţi sub formă tabelară, ei constituie o matrice completă de valori. Matricele complete de valori sînt identice cu 1. Demonstraţia egalităţii cu 1 se face sub o formă mai generală în paragraful care urmează.

Exemplul 1. Matricea completă de valori pentru $p = 3$ este în tabela 1. Termenii sînt ordonaţi în conformitate cu codul reflectat al lui Gray.

Tabela 1

a_0	a_1	a_2
0	0	0
0	0	1
0	1	1
0	1	0
1	1	0
1	1	1
1	0	1
1	0	0

Consensul de ordin superior bazat pe matricea completă de valori. Fie 2^p termeni minimali iredondanţi, care definesc o funcţie de n variabile. Dintre aceste variabile, q variabile sînt monoforme şi p variabile sînt biforme. În cadrul celor 2^p termeni, variabilele biforme au toate combinaţiile posibile de valori.

Termenul consecvent care rezultă prin consens este produsul monoamelor variabilelor monoforme.

Fie :

$$m_0 \cdot \bar{a}_0 \cdot \bar{a}_1 \ldots \bar{a}_{p-1},\ m_1 \cdot \bar{a}_0 \cdot \bar{a}_1 \ldots a_{p-1},$$
$$\ldots m_{2^p-1} \cdot a_0 \cdot a_1 \cdots a_{p-1}, \qquad (2)$$

2^p termeni iniţiali, care cuprind toate combinaţiile de valori ale variabilelor biforme $a_0 \ldots a_{p-1}$. Termenul consecvent care rezultă prin reunire este :

$$m_0 \cdot m_1 \ldots m_{2^p-1}, \qquad (3)$$

care cuprinde numai variabile monoforme.

Se admite că afirmaţia de mai sus este variabilă pentru (p-1) variabile. Este uşor de demonstrat că este valabilă pentru p variabile biforme. Se despart termenii iniţiali (2) în două grupe : prima grupă cuprinde toţi termenii cu litera $\bar{a}_{p-1}$, a doua grupă cuprinde toţi termenii care au litera a_{p-1}. În cadrul acestor grupe se aplică consensul de ordinul (p-1) admis a fi valabil. Se obţin doi termeni consecvenţi :

$$m_0 \cdot m_2 \cdot m_4 \ldots m_{2^p-2} \bar{a}_{p-1} \text{ şi } m_1 \cdot m_3 \ldots m_{2^p-1} a. \qquad (4)$$

Acestor termeni li se poate aplica consensul simplu şi rezultă termenul consecvent (3).

În cazul în care factorii m_0 la m_{2^p-1} din termenii minimali (2) sînt identici, atunci consensul este omogen. Termenul care rezultă, „termenul inclus" precum se numeşte în aceste cazuri, este factorul constant. Acesta înlătură toţi termenii minimali grupaţi în consens în definirea funcţiei booleene, precum şi toţi termenii redondanţi care au acelaşi factor constant urmat de o combinaţie a variabilelor biforme cuprinsă în consens.

Presupunînd lipsa tuturor variabilelor monoforme, deci în cazul factorilor $m_0, m_1, \ldots m_{2^p-1}$ egali cu 1, gruparea termenilor minimali formează o matrice completă de valori. Termenul inclus este 1.

Matricea completă de goluri. Definirea unei funcţii booleene poate fi făcută prin termeni din care unele variabile lipsesc. Conform cu convenţia practicată la metoda lui Mc Cluskey, variabilele lipsă, golurile, se notează cu un semn convenţional θ.

În cazul în care există goluri în componenţa termenilor, este posibil ca gruparea de termeni să formeze o matrice completă (identică cu 1), numărul termenilor iredondanţi în acest caz fiind mai mic decît 2^p.

Forma cea mai concentrată a matricei complete este matricea cu un număr de $(p + 1)$ termeni iredondanţi, căreia i se va spune în continuare „matricea completă de goluri".

Matricea completă de goluri de p variabile este formată din p termeni, cuprinzînd fiecare numai cîte o variabilă şi un termen constituit din valorile complementare ale variabilelor în raport cu ceilalţi termeni. Reunirea acestora are valoarea constantă 1.

Tabela 2

	a_0	a_1	$a_2 \ldots a_{p-1}$
1	α_0	θ	$\theta \ldots \theta$
2	θ	α_1	$\theta \ldots \theta$
	.....		
	.....		
p	θ	θ	$\theta \ldots \alpha_{p-1}$
$(p+1)$	$\bar{\alpha}_0$	$\bar{\alpha}_1$	$\bar{\alpha}_2 \ldots \bar{\alpha}_{p-1}$
$(p+2)$	θ	$\bar{\alpha}_1$	$\bar{\alpha}_2 \ldots \bar{\alpha}_{p-1}$
$(p+3)$	θ	θ	$\bar{\alpha}_2 \ldots \bar{\alpha}_{p-1}$
	.....		
	.....		
$(2p+1)$	θ	θ	$\theta \ldots \theta$

Tabela 2 arată forma unei matrice complete de goluri. Valorile variabilelor au fost notate cu α în loc de 1 sau 0 pentru a indica faptul că este posibil a fi oricare dintre aceste valori cu condiţia ca în termenul complet valorile să fie negate.

Demonstraţia egalităţii cu 1 a matricei complete de goluri se poate face prin consens iterativ. Consensul termenului 1 şi $(p+1)$ dă termenul din rîndul $(p + 2)$. Din termenul 2 şi $(p + 2)$ rezultă termenul $(p+3)$. Continuînd în acest fel se ajunge la sfîrşit la termenul „plin gol" în rîndul $(2\ p + 1)$, care arată că toate variabilele s-au eliminat prin consens, aşa încît matricea poate fi înlocuită cu valoarea constantă 1.

În unele cazuri, aducerea unei grupări de termeni la o matrice completă de goluri poate fi avantajoasă.

Exemplul 2. O funcţie este definită prin termenii :

$$A \cdot \bar{B} \cdot \bar{a}_0 \cdot \bar{a}_1 \cdot \bar{a}_2 ;\quad A \cdot \bar{a}_0 \cdot a_2 ;\quad \bar{B} \cdot a_1 ;\quad a_0 \bar{a}_1. \qquad (5)$$

Au fost notate cu litere mari variabilele monoforme, şi cu litere mici variabilele biforme.

Fiind trei variabile biforme şi patru termeni, ar fi posibil să existe o matrice completă de goluri. Se scriu combinaţiile variabilelor biforme într-o tabelă (tabela 3). Este de remarcat că printre termenii din tabela 3 se află un singur termen cu o variabilă (rîndul 3).

Tabela 3

	a_0	a_2	a_3
1	0	0	0
2	0	0	1
3	0	1	0
4	1	0	0
5	0	0	1
6	1	0	0
7	0	0	0

Lipsesc termenii 0 0 1 şi 1 0 0 pentru a se forma o matrice completă de goluri. Pentru a ajunge la primul dintre aceşti termeni este suficient a observa că, menţinînd pe 1 constant în coloana a treia şi rîndurile 2,3,4, se găseşte o matrice completă de goluri de ordinul 2, aşa încît rezultă termenul căutat. Acesta este înscris în rîndul 5.

Al doilea termen căutat nu poate rezulta decît din rîndurile 3,4, eventual 5. Într-adevăr se poate aplica fie consens simplu între termenii rîndurilor 3 şi 4, fie matrice completă de goluri de ordinul 2 termenilor din rîndurile 3,4 şi 5. În ambele cazuri rezultă termenul din rîndul 6.

Rîndurile 1,3,5 şi 6 formează o matrice completă de goluri de ordinul 3. Prin urmare termenii (5) generează un termen consecvent $A.\bar{B}$.

Recunoaşterea matricelor complete de ordin superior în cazul general. O grupare de termeni iredondanţi cu p variabile şi un număr oarecare de goluri poate forma o matrice completă în cazul cînd numărul termenilor este cuprins între $(p+1)$ şi 2^p. Aceasta este o condiţie necesară dar nu suficientă. Forme necesare şi suficiente sînt matricele complete, fie de valori, fie de goluri. Reducerea unei tabele de termeni la una dintre aceste două forme de matrice se poate face pe căi diferite, dintre care unele constau în dezvoltarea la matricea completă de valori, alta este concentrarea la matricea completă de goluri conform cu procedeul arătat mai sus şi care va fi reluat mai departe.

Un alt mijloc de recunoaştere a unei matrice complete constă în numărarea termenilor reduşi de golurile cuprinse în tabela de termeni.

În general, un gol reduce numărul termenilor iredondanţi cu o unitate. Două goluri prezente în acelaşi termen (rînd al unei tabele cu goluri) reduce numărul de termeni cu trei. Dacă în acelaşi rînd sînt s goluri, numărul de termeni reduşi este (2^s-1). Dacă se adaugă un gol pe coloana în care mai există unul sau mai multe goluri, numărul termenilor se reduce cu cîte o unitate de fiecare gol, cu condiţia ca termenii ce se pot obţine prin dezvoltarea golului în cele două valori ale sale să nu existe printre termenii definiţi în rîndurile anterioare ale tabelei.

Dacă se ajunge la concluzia că numărul de termeni iredondanţi ai tabelei este egal cu numărul de termeni ai unei matrice complete de valori din care s-a scăzut numărul de termeni reduşi de către golurile existente în tabelă, rezultă că tabela de termeni constituie o matrice completă.

Prin exemple se va vedea modul cum se pot număra termenii reduşi de goluri.

E x e m p l u l 3. Se consideră tabela de termeni notaţi în tabela 4. Fiind şase termeni cu goluri, de cîte cinci variabile, dacă sînt iredondanţi, ar putea forma o matrice completă.

Tabela 4

	a_0	a_1	a_2	a_3	a_4	
1	1	0	0	0	0	15
2	0	0	1	0	0	3
3	0	0	0	1	0	3
4	0	1	0	0	0	1
5	0	0	0	0	0	0
6	0	1	0	0	0	2

Termenul din rîndul 1 are patru goluri. Aceste goluri reduc numărul termenilor cu 15. Golul din rîndul 2 şi coloana 1 nu reduce numărul de termeni. Dacă se compară rîndul 2 cu 1, se observă că toate valorile din celelalte coloane sînt acoperite de rîndul 1. Golul din coloana 1 ţine loc numai pentru valoarea 0, cu care se constituie un termen iredondant. Ultimele două goluri ale termenului iredondant reduc numărul termenilor cu trei.

Aceeaşi situaţie o are termenul din rîndul 3 faţă de rîndul 1. Termenul iredondant cuprins în rîndul 3 în raport cu rîndul 1, şi anume 0 0 0 1 0, nu este acoperit de termenul din rîndul 2, din cauza valorilor diferite din coloana a treia. Rezultă că golurile din rîndul 3 reduc 3 termeni.

Termenul din rîndul 4 nu este acoperit de termenul din rîndul 1 din cauza valorilor diferite de pe coloana 1 ; el nu este acoperit de termenul din rîndul 2 din cauza valorilor diferite din coloana 2. În raport cu termenul din rîndul 3, rămîne ca iredondant termenul 0 1 0 0 0, deci se reduce numărul de termeni cu 1. Termenul din rîndul 5 este neacoperit de 1, are combinaţia 01000 iredondantă faţă de 2, nu este acoperit de rîndul 3, însă nu reduce numărul de termeni din cauza termenului din rîndul 4. Termenul din rîndul 6 nu este acoperit de termenii din rîndurile 1 şi 2. Faţă de rîndul

4, are termenul iredondant 011 00. Acesta din urmă nu este acoperit de termenul din rîndul 3. Faţă de termenul din rîndul 5, conţine trei combinaţii noi, deci reduce numărul de termeni cu 2.

În total, golurile tabelei 4 au redus numărul de termeni cu 24 în loc de 26, aşa încît tabela de termeni *nu* constituie o matrice completă.

E x e m p l u l 4. Se consideră matricea completă de goluri din tabela 2. Termenul din rîndul 1 reduce $(2^{p-1}-1)$ termeni. Termenul din rîndul 2 pierde golul din coloana 1, deci reduce numărul termenilor cu $(2^{p-2}-1)$. În continuare, ceilalţi termeni reduc numărul de termeni cu puterile descrescătoare ale lui 2, din care se scade o unitate. Adunînd termenii reduşi, se găseşte :

$$\sum_{x=0}^{p-1} 2^x - p = 2^p - (p+1). \qquad (6)$$

Numărul de termeni reduşi este exact cel necesar pentru a rămîne cei $(p+1)$ termeni ai tabelei 2, aşa încît aceasta constituie o matrice completă.

Numărarea termenilor reduşi de goluri poate fi în multe ocazii favorabilă cercetării în vederea minimizării expresiilor booleene.

Matrice complete fără termeni redondanţi incluşi. Pînă acum au fost consideraţi termenii redondanţi, termenii acoperiţi complet de alţi termeni existenţi. Termenii care cuprind goluri includ uneori termeni care sînt cuprinşi şi în alţi termeni existenţi. Astfel, matricea completă de goluri are termeni incluşi în mai mulţi termeni existenţi în matrice. Eliminînd termenii redondanţi incluşi în termenii existenţi, se obţine o formă nouă a matricei complete.

Tabela 5

a_0	a_1	a_2	a_3
1	0	0	0
0	0	0	0
0	1	1	0
0	1	0	1
0	1	0	0

Astfel, tabela 5 reprezintă matricea completă de goluri de ordinul 4, fără termeni redondanţi incluşi. Matricea de ordinul p trebuie să cuprindă $(p-1)$ termeni cu un număr descrescînd de goluri, pornind de la $(p-1)$ goluri, iar pe coloană toate valorile trebuie să fie complementare în raport cu valoarea exprimată în termenul în care apare alături de numărul maxim de goluri.

Toate matricele complete fără termenii redondanţi incluşi îndeplinesc reguli fixe în ce priveşte numărul de goluri şi distribuţia lor. De aici rezultă condiţii necesare pentru recunoaşterea unei matrice complete. De exemplu, una dintre aceste reguli este : un tabel cu $(p+1)$ termeni cu p variabile pentru a fi o matrice completă trebuie să aibă cel puţin un termen cu $(p-1)$ goluri.

Numărarea termenilor reduşi prin goluri este foarte simplă la matricele complete fără termeni redondanţi incluşi, căci se aplică regulile simple de reducere de mai sus, fără a fi nevoie de a se analiza acoperirile eventuale de termeni, care aici nu mai pot exista.

3. Utilizarea matricelor complete de valori la raţionalizarea minimizării după metoda Karnaugh

Metoda Karnaugh prezintă dificultăţi la alegerea grupărilor de valori 1 în vederea minimizării, atunci cînd numărul de variabile este relativ mare (5 şi 6). Se propune folosirea matricelor complete de valori de ordin superior şi descrescător, în vederea raţionalizării căutării adiacentelor prin care se simplifică expresiile booleene. Bazele metodei Karnaugh sînt redate în [6, 7].

Reprezentarea grafică a matricelor complete. Matricea completă de valori are valoarea constantă 1, indiferent de valorile variabilelor. Reprezentarea grafică a matricei complete după metoda lui Karnaugh este matricea lui Karnaugh de acelaşi ordin, în care toate căsuţele au înregistrarea 1. În tabela 6 se arată matricele complete posibile cu trei variabile.

Tabela 6

$C \backslash AB$	00	01	11	10
0	1	1	1	1
1	1	1	1	1

a)

A	B	C	
0	0	0	1
0	0	1	1
0	1	1	1
0	1	0	1
1	1	0	1
1	1	1	1
1	0	1	1
1	0	0	1

b)

La reprezentările din tabela 6 trebuie să se adauge două variante, şi anume o variantă asemănătoare cu matricea a, dar aşezată vertical, şi o variantă asemănătoare cu matricea b, dar aşezată orizontal.

La fel se prezintă şi matricele complete de ordin superior, care sînt de fapt matricele lui

Karnaugh, cu toate posibilităţile lor de desfăşurare în plan şi cu înregistrări invariabil 1.

Gruparea înregistrărilor în matrice complete. La tratarea unei matrice Karnaugh oarecare trebuie să se încerce gruparea termenilor în matrice complete cu înregistrări invariabil 1,

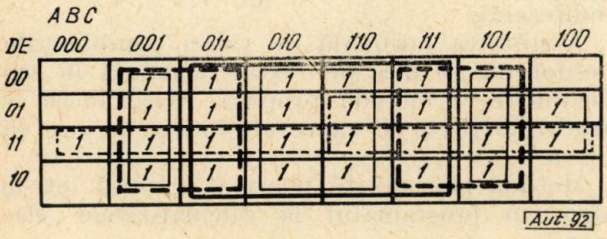


Fig. 1

începînd de la ordinul imediat inferior ordinului matricei. Se ajunge în acest fel la includerea tuturor înregistrărilor în cele mai mari grupări posibile. La gruparea înregistrărilor în matrice complete se ţine seamă de variabilele care îşi păstrează valoarea constantă şi care dau termenul înlocuitor al matricei complete. În acest fel se ajunge pînă la urmă la forma cea mai simplă. În unele cazuri se prezintă posibilitatea de a alege între două matrice complete. Alegerea uneia sau alteia dintre matrice duce la rezultate tot atît de simplificate. În acest fel se ajunge totdeauna la rezultatul cel mai simplu, facilitîndu-se cercetările de grupare a termenilor, care în special pentru ordinele 5 şi 6 sînt, altfel, dificile.

E x e m p l u l 5. Fie matricea de ordinul 5 din figura 1. Se caută matricele complete de ordinul 4. Se urmăreşte dacă o variabilă poate fi menţinută constantă în cadrul unui grup de înregistrări. Se găseşte litera B care se menţine constantă în cadrul înregistrărilor încercuite cu linie groasă, care formează o matrice completă de ordinul 4.

Altă variabilă, care este C, rămîne constantă în grupa încadrată cu linie groasă întreruptă, formînd altă matrice de ordinul 4.

Pentru matricele complete de ordinul 3 se caută două litere care se menţin cu aceeaşi valoare în cadrul unei grupe de înregistrări. Se găseşte matricea completă de înregistrări de ordinul 3, încadrată cu linie subţire, caracterizată prin $\overline{BC}$ constant. Altă matrice completă de ordinul 3 este caracterizată prin BC constant. Aceste matrice nu interesează, pentru că nu acoperă înregistrări noi. Pentru acoperirea înregistrărilor se consideră o matrice completă de ordinul 3, încadrată cu linie-punct şi caracterizată prin AE constant. În sfîrşit, ultima matrice completă de ordinul 3 este încadrată cu linie punctată şi caracterizată prin DE constant. Alte înregistrări nu au mai rămas.

Rezultatul poate fi scris sub forma : $B \vee C \vee CE \vee DE$.

4. Utilizarea matricelor complete la reducerea termenilor tabelelor de valori

În cazul cînd sînt multe variabile şi funcţia booleană este definită printr-o tabelă a valorilor variabilelor, reducerea termenilor se poate face prin cercetarea matricelor complete în ordine descrescîndă.

Se aleg termenii cei mai numeroşi, care au valoarea constantă pentru o variabilă, şi se cercetează dacă celelalte variabile formează o matrice completă. Cercetarea trebuie să se reducă numai la criteriile necesare (numărul de termeni, numărul de goluri etc.). În cazul cînd se găseşte o matrice completă, se formează un termen nou cu valoarea constantă, urmată de goluri şi care înlocuieşte termenii reduşi.

Înainte de a se continua cu alte valori constante, se urmăreşte dacă numărul termenilor este suficient de mare pentru a admite alte matrice complete. De exemplu, în cazul a patru variabile, pentru a avea o valoare constantă în cadrul unei matrice de ordinul 3, sînt necesari 8 termeni ; pentru a avea o altă variabilă constantă sînt necesari cel puţin încă 4 termeni care să cuprindă prima variabilă negată etc.

Cînd s-a epuizat cercetarea termenilor cu o singură valoare constantă, se trece la cercetarea termenilor cu două valori constante ş.a.m.d. În acest fel se ajunge la strîngerea termenilor în formele cele mai concentrate.

În unele cazuri se poate să fie avantajos ca tabela termenilor care definesc o funcţie şi care cuprind şi goluri să fie transformată într-o tabelă de termeni care nu cuprind termeni redondanţi incluşi. La aceste tabele din urmă, recunoaşterea matricelor complete se face prin numărarea golurilor după reguli foarte simple, precum s-a arătat mai sus.

E x e m p l u l 6. Se consideră tabela de termeni cu numărul 7. Sînt 5 termeni, deci este posibil să fie o matrice completă de ordinul 4. Valoarea constantă ar putea fi a_0 care se află în toţi cei 5 termeni. Însă matricea nu este completă, pentru că la $(p + 1)$ termeni nu are un termen cu $(p - 1)$ goluri.

Tabela 7

	a_0	a_1	a_2	a_3	a_4	
1	1	1	0	1	1	√
2	1	1	0	0	0	√
3	1	0	1	0	0	—
4	0	1	0	0	0	—
5	0	0	0	0	0	⊗
6	1	1	0	0	0	⊗
7	1	0	1	0	0	√
8	0	1	0	0	0	⊗
9	0	0	0	0	0	

Două valori constante şi o matrice completă au nevoie de cel puţin 4 termeni. Un termen cu două valori constante se găseşte în rîndul 5.

Cei 4 termeni, care au a_0a_1 egal 11, cuprind un termen cu două goluri, deci este posibil să formeze o matrice completă. Într-adevăr, se reduc 4 termeni în rîndurile 1 şi 2. Apare termenul scris în rîndul 6 şi termenii neacoperiţi din rîndurile 3 şi 4 scrişi în rîndurile 7 şi 8. Termenul din rîndul 7 este acoperit de termenul din rîndul 5. Variabila a_1 s-a eliminat.

Au rămas 3 termeni (notaţi cu semnul ⊗) cu patru variabile. Pentru ca să se formeze o matrice completă cu două variabile constante, este necesar ca aceste variabile să-şi păstreze valorile în cei 3 termeni. Aceste variabile nu pot fi decît a_2 şi a_3 cu valorile constante 00. Golul din rîndul 5, coloana 1, reduce numărul termenilor cu 1, deci de la 4 la 3, aşa încît există matricea completă. Rezultatul se scrie în rîndul 9. Acest termen elimină pe cel din rîndul 8. Alte reduceri nu trebuie să fie cercetate, pentru că nu au rămas termeni inferiori reunirii a două variabile monoforme. Expresia minimizată este : $\bar{a}_1\bar{a}_3$, a_0a_1, $\bar{a}_2\bar{a}_3$.

5. Concluzii

Metoda de minimizare a expresiilor booleene expusă mai sus, bazată în principal pe formarea tabelelor de valori şi goluri care au în total valoarea constantă 1, este sistematică şi expeditivă, mai ales prin regulile de numărare a reducerilor de termeni produse de goluri.

Metoda de minimizare este sistematică pentru că porneşte de la expresiile cele mai cuprinzătoare şi mai reduse spre formaţiile de valori inferioare (cu mai multe litere), ceea ce nu se face în cazul aplicării altor metode.

Metoda este avantajoasă în cazul sistemelor secvenţiale, unde sînt numeroase combinaţii indiferente.

Atribuirea raţională de valori combinaţiilor indiferente se face pe o bază raţională în conformitate cu metoda propusă. Acest lucru s-a arătat în [5] şi se va reveni într-o lucrare viitoare.

Metoda preconizată poate fi tradusă într-un algoritm programabil la calculatoarele electronice.

BIBLIOGRAFIE

[1] Tison, P. *Recherche des termes premiers d'une fonction booléenne.* În : Automatisme, nr. 1, 1964, p. 15—18.
[2] Kuntzmann, J. *Un théorème sur les composants premiers d'une fonction booléenne et ses applications.* În : Automatisme, nr. 1, 1964, p. 18—20.
[3] Naslin, P. *Vocabulaire de l'algèbre logique.* În : Automatisme, nr. 1, 1964.
[4] Tison, P. *Théorie des consensus. Recherche des bases premières d'une fonction booléenne.* În : Automatisme, nr. 6, 1965, p. 229—235.
[5] Damsker, D. *Metodă de sinteză a sistemelor secvenţiale programabilă la calculatoare electronice.* În : Automatica şi Electronica, nr. 5, 1965, p. 207—211.
[6] Naslin, P. *Note sur la simplification des fonctions logiques.* În : Automatisme, nr. 11, 1962, p. 433—439.
[7] Damsker, D. *Principii şi mijloace noi de automatizare a acţionărilor electrice.* Bucureşti, Ed. Acad. R.P.R., 1964.

Dr. ing. A. PETRESCU

Unele proprietăţi ale elementelor operaţionale reversibile

Elementele operaţionale şi-au găsit o largă utilizare în rezolvarea diferitelor probleme ale ştiinţei şi tehnicii, formînd elementele de bază ale calculatoarelor analogice electronice.

În esenţă, elementele operaţionale folosite sînt formate dintr-un amplificator de curent continuu cu un coeficient mare de amplificare, care are în reacţie şi la intrare dipoli sau cvadripoli ce conţin elemente de circuit liniare sau neliniare. În funcţie de natura acestor elemente se pot realiza blocuri care efectuează operaţii matematice, ca însumarea, diferenţierea, integrarea, înmulţirea cu o constantă, sau reproduc funcţii neliniare ori diverse funcţii de transfer. Aceste elemente operaţionale au o comportare de multipoli ireversibili, semnalul circulînd într-un singur sens.

Clasa problemelor, precum şi metodologia de rezolvare a problemelor cu ajutorul calculatoarelor analogice electronice, se pot lărgi şi îmbogăţi, dacă alături de elementele operaţionale ireversibile se vor folosi şi elemente operaţionale reversibile. Aceste elemente au fost propuse de către G.E. Puhov [1], [2].

Schema unui element operaţional reversibil se prezintă în figura 1, în care A este amplificatorul de curent continuu cu un coeficient mare de amplificare, iar Y_1, Y_2, ... Y_n reprezintă dipoli (sau elemente complexe) a căror structură este determinată de tipul operaţiei matematice ce se realizează.

Dipolii Y'_1, Y'_2 ... Y'_n sînt suplimentari şi au rolul de a lega bornele *1*, *2* ... *n* cu ieşirea amplificatorului. Din considerente de stabilitate a schemei [1] este de dorit ca dipolii Y_i şi Y'_i să fie identici ($i = 1 \ldots n$).

În cazul dipolilor liniari, pentru un coeficient K de amplificare destul de mare este satisfăcută relaţia :

$$U_1 Y_1 + U_2 Y_2 + \ldots + U_n Y_n = 0. \quad (1)$$

În această relaţie U_i reprezintă transformata Laplace a tensiunii între borna i şi masă, iar Y_i — admitanţa operaţională a dipolului.

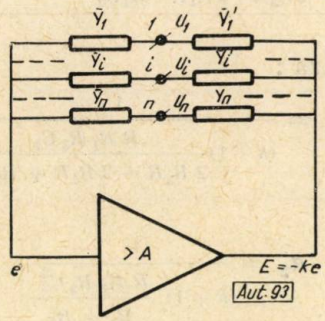


Fig. 1

Din simetria bornelor externe *1*, *2* ... *n* în raport cu intrarea amplificatorului de curent continuu rezultă proprietatea de reversibilitate a elementului.

În adevăr, presupunînd $n = 2$ şi aplicînd semnalul la borna *1*, la ieşirea *2* se va culege un semnal :

$$U_2 = -\frac{Y_1}{Y_2} U_1 . \quad (2)$$

Inversînd rolurile bornelor *1* şi *2*, se va obţine :

$$U_1 = -\frac{Y_2}{Y_1} U_2 . \quad (3)$$

În cele ce urmează se va calcula funcţia de transfer a unui element operaţional reversibil, ţinînd seamă de valoarea finită a coeficientului de amplificare, şi se va aprecia eroarea ce apare la integrarea unei tensiuni treaptă U_1. Se vor calcula, de asemenea, expresiile admitanţelor de intrare şi ieşire, precum şi limitările în amplitudine ale tensiunii utile la ieşire, ţinînd seamă de limitele de ± 100 V, între care poate varia tensiunea la ieşirea amplificatorului.

Rezultatele obţinute se compară cu cele ale elementului operaţional ireversibil.

1. Expresia funcţiei de transfer

Schema elementului operaţional, care în cazul ideal trebuie să realizeze funcţia de transfer $\frac{U_2}{U_1} = -\frac{Y_1}{Y_2}$, este prezentată în figura 2. În această schemă, Y_3 reprezintă admitanţa prin care punctul de însumare este pus la masă, iar Y — admitanţa de intrare a elementului următor.

Pentru punctul de însumare este valabilă expresia :

$$(U_1 - e) Y_1 + (U_2 - e) Y_2 - e Y_3 = 0. \quad (4)$$

Este evident că :

$$e = -\frac{E}{K}. \quad (5)$$

Conform teoremei lui Millman, tensiunea U_2 va fi dată de relaţia :

$$U_2 = \frac{e Y_2 + E Y_2}{2 Y_2 + Y}$$

sau, avînd în vedere (5), se obţine :

$$U_2 = -\frac{e(-1+K)}{2 + \frac{Y}{Y_2}}. \quad (6)$$

Din relaţia (4) rezultă :

$$U_1 = -\frac{Y_2}{Y_1} U_2 + e\left(1 + \frac{Y_2}{Y_1} + \frac{Y_3}{Y_1}\right).$$

Folosind expresia (6), se găseşte :

$$U_1 = -\left[\frac{Y_2}{Y_1} + \frac{1}{-1+K}\left(2 + \frac{Y}{Y_2}\right)\left(1 + \frac{Y_2}{Y_1} + \frac{Y_3}{Y_1}\right)\right] U_2$$

sau :

$$U_2 = -\frac{Y_1}{Y_2} \cdot \frac{U_1}{1 + \frac{1}{-1+K}\left(2 + \frac{Y}{Y_2}\right)\left(\frac{Y_1}{Y_2} + \frac{Y_3}{Y_2} + 1\right)}.$$

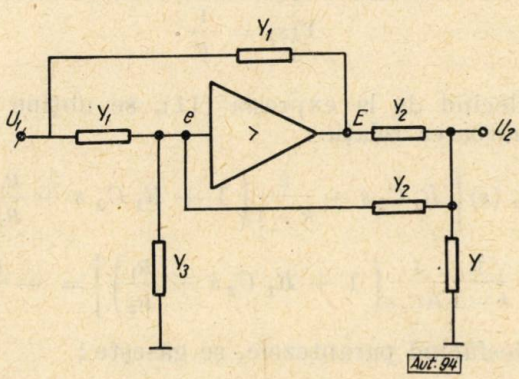


Fig. 2

Deci funcţia de transfer obţinută va fi :

$$\frac{U_2}{U_1} = -\frac{Y_1}{Y_2} \cdot \frac{1}{1 + \frac{1}{-1+K}\left(2 + \frac{Y}{Y_2}\right)\left(1 + \frac{Y_1}{Y_2} + \frac{Y_3}{Y_2}\right)}. \quad (7)$$

În cazul elementului operaţional ireversibil, expresia corespunzătoare a funcţiei de transfer este :

$$\frac{U_2}{U_1} = -\frac{Y_1}{Y_2} \cdot \frac{1}{1 + \frac{1}{K}\left(1 + \frac{Y_1}{Y_2} + \frac{Y_3}{Y_2}\right)}. \quad (8)$$

Se constată o micşorare a preciziei realizării funcţiei de transfer în cazul elementului operaţional reversibil faţă de elementul ireversibil.

2. Eroarea la integrarea unei tensiuni treaptă

Definim eroare absolută de integrare mărimea $\Delta u_2(t)$, egală cu diferenţa dintre valoarea instantanee a mărimii de ieşire $u_{2i}(t)$ a elementului operaţional ideal şi cea a elementului operaţional reversibil $u_{2r}(t)$, pentru aceeaşi mărime de intrare $u_1(t)$.

Luînd transformatele Laplace ale acestor mărimi, se obţine :

$$\Delta U_2(s) = U_{2i}(s) - U_{2r}(s), \tag{9}$$

în care :

$$U_{2i}(s) = -\frac{Y_1(s)}{Y_2(s)} U_1(s); \tag{10}$$

$$U_{2r}(s) = -\frac{Y_1(s)}{Y_2(s)} \cdot \frac{U_1(s)}{1 + \frac{1}{k-1}\left(2 + \frac{Y(s)}{Y_2(s)}\right)\left(1 + \frac{Y_1(s)}{Y_2(s)} + \frac{Y_3(s)}{Y_2(s)}\right)}. \tag{11}$$

În cazul examinat :

$$Y_1(s) = \frac{1}{R_1}; \quad Y_2(s) = s C_2; \quad Y_3(s) = \frac{1}{R_3} \text{ şi } Y(s) = \frac{1}{R}.$$

Plecînd de la expresia (11), se obţine uşor următoarea relaţie :

$$U_{2r}(s)\left[R_1 C_2 s + \frac{2}{k-1}\left(1 + R_1 C_2 s + \frac{R_1}{R_3}\right) + \frac{1}{k-1}\frac{1}{R C_2 s}\left(1 + R_1 C_2 s + \frac{R_1}{R_3}\right)\right] = -\frac{U_1}{s}.$$

Desfăcînd parantezele, se găseşte :

$$U_{2r}(s)\left[\frac{k+1}{k-1} R_1 C_2 s + \frac{1}{k-1}\frac{2R_3R + 2R_1R + R_3R_1}{R R_3} + \frac{1}{k-1}\frac{1}{\frac{R_3 R C_2 s}{R_1 + R_2}}\right] = -\frac{U_1}{s};$$

$$U_{2r}(s)\left[s^2 + \frac{1}{(k+1)\frac{R R_1 R_3 C_2}{2R_3R + 2R_1R + R_1R_3}} s + \frac{1}{(k+1)\frac{R R_1 R_3 C_2^2}{R_1 + R_3}}\right] = -\frac{k-1}{k+1}\cdot\frac{U_1}{R_1 C_2}.$$

Tensiunea $U_{2r}(s)$ va fi :

$$U_{2r}(s) = -\frac{\frac{k-1}{k+1}\cdot\frac{U_1}{R_1 C_2}}{s^2 + \frac{1}{(k+1)\frac{R R_1 R_3 C_2}{2R_3R + 2R_1R + R_1R_2}} s + \frac{1}{(k+1)\frac{R R_1 R_3 C_2^2}{R_1 + R_3}}}. \tag{12}$$

Se notează :

$$a_1 = \frac{1}{(k+1)\frac{R R_1 R_3 C_2}{2R_3R + 2R_2R + R_2R_3}}$$

şi

$$a_2 = \frac{1}{(k+1)\frac{R R_1 R_3 C_2^2}{R_1 + R_3}}.$$

Astfel $U_{2r}(s)$ se poate pune sub forma :

$$U_{2r}(s) = -\frac{\frac{k-1}{k+1}\cdot\frac{U_1}{R_1 C_2}}{s^2 + a_1 s + a_2}. \tag{12'}$$

Ecuaţia caracteristică $s^2 + a_1 s + a_2 = 0$ are rădăcini complexe, deoarece este satisfăcută relaţia :

$$\left(\frac{a_1}{2}\right)^2 - a_2 < 0.$$

În acest caz, originalul lui $U_{2r}(s)$ va fi :

$$u_{2r}(t) = -\frac{k-1}{k+1} \times \frac{U_1}{R_1 C_2} \frac{e^{-\frac{a_1}{2}t}}{\sqrt{a_2 - \frac{a_1^2}{4}}} \times \sin t \sqrt{a_2 - \frac{a_1^2}{4}}. \tag{13}$$

Se descompune în serie $e^{-\frac{a_1}{2}t}$ şi $\sin t\sqrt{a_2 - \frac{a_1^2}{4}}$ şi se păstrează primii doi termeni. Se obţine :

$$u_{2r}(t) \simeq -\frac{k-1}{k+1}\frac{U_1}{R_1 C_2}\frac{1}{\sqrt{a_2 - \frac{a_1^2}{4}}}\left(1 - \frac{a_1}{2}t + \ldots\right)\left(t\sqrt{a_2 - \frac{a_1^2}{4}} - \frac{t^3}{3!}\left(\sqrt{a_2 + \frac{a_1^2}{4}}\right)^3 + \ldots\right). \tag{13'}$$

Făcînd unele simplificări, se găseşte :

$$u_{2r}(t) \simeq -\frac{k-1}{k+1}\frac{U_1}{R_1 C_2}\left[1 - \frac{a_1}{2}\cdot t\right]\left[t - \frac{t^3}{6}\left(a_2 - \frac{a_1^2}{4}\right)\right]. \tag{13''}$$

Explicitînd pe a_1, a_2 şi păstrînd termenii ce conţin la numitor pe $(k+1)^i$, unde $i = 0,1$, se obţine :

$$u_{2r}(t) = -\frac{U_1}{R_1 C_2} t + \frac{U_1}{2(k+1)\dfrac{RR_1^2 R_3}{2RR_1+2R_2R+R_2R_3} C_2^2} t^2 - \frac{U_1}{6(k+1)\dfrac{RR_1^2 R_3 C_2^3}{R_1+R_3}} t^3. \quad (13''')$$

Eroarea absolută va fi :

$$\Delta u_{2r}(t) = -\frac{U_1}{2(k+1)\dfrac{RR_1^2 R_3}{2RR_1+2R_2R+R_2R_3} C_2^2} t^2 - \frac{U_1}{6(k+1)\dfrac{RR_1^2 R_3 C_2^3}{R_1+R_3}} t^3. \quad (14)$$

În cazul integratorului ireversibil eroarea absolută este dată de expresia :

$$\Delta u_2(t) \simeq -\frac{K}{(k+1)^2} \frac{U_1}{\dfrac{R_3}{R_1+R_3} R_1^2 C_2^2} \frac{t^2}{2}. \quad (15)$$

Se observă uşor că expresia erorii absolute pentru integratorul reversibil conţine şi un termen proporţional cu t^3, ceea ce face ca timpul de integrare pentru o valoare dată a erorii să fie mai mic în cazul integratorului ireversibil.

3. Calculul admitanţei de intrare a elementului operaţional reversibil

Se pleacă de la schema echivalentă din figura 3, în care k' este coeficientul de amplificare fără luarea în consideraţie a rezistenţei anodice

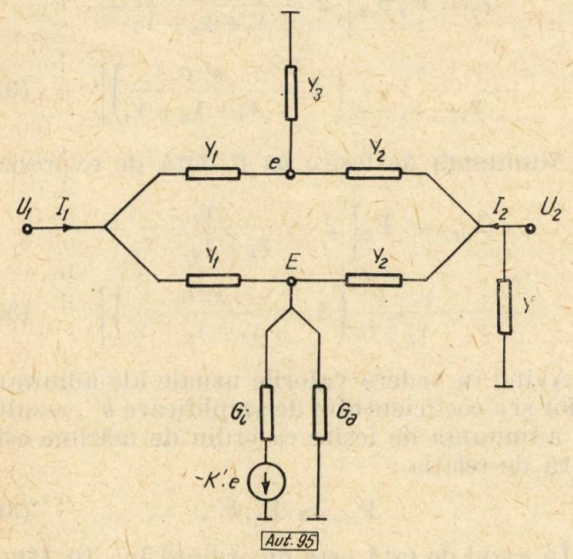


Fig. 3

a etajului de ieşire (în schemă, conductanţa G_a), iar G_i — inversul rezistenţei interne a tubului.

Este util pentru calcule a aduce schema din figura 3 la forma din figura 4, în care G_e şi k'' sînt date de expresiile :

$$G_e = G_i + G_a ;$$

$$K'' = \frac{G_i}{G_i+G_a} K'.$$

Se caută o relaţie între I_1 şi U_1.

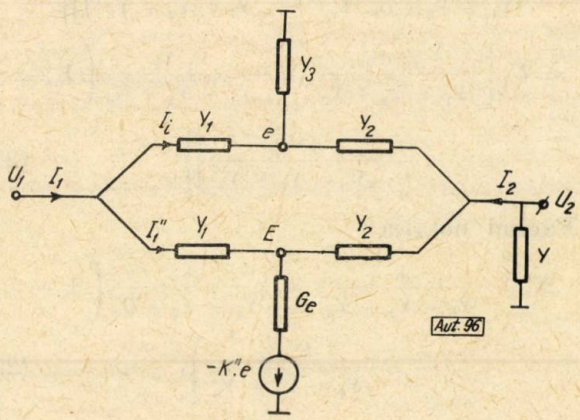


Fig. 4

Curentul I_1 va fi :

$$I_1 = I_1' + I_1'' = (U_1 - e)\, Y_1 + (U_1 - E)\, Y_1 = [2\, U_1 - (e + E)]\, Y_1.$$

Deci :

$$I_1 = (2\, U_1 - e - E)\, Y_1. \quad (16)$$

Tensiunea în punctul de însumare, conform teoremei lui Millman, va avea expresia :

$$e = \frac{Y_1}{Y_1 + Y_2 + Y_3} U_1 + \frac{Y_2}{Y_1 + Y_2 + Y_3} U_2. \quad (17)$$

Tensiunea la ieşirea amplificatorului de curent continuu este dată de relaţia :

$$E = \frac{Y_1}{Y_1 + Y_2 + G_e} U_1 + \frac{Y_2}{Y_1 + Y_2 + G_e} U_2 - \frac{G_e}{Y_1 + Y_2 + G_e} k''\, e. \quad (18)$$

Înlocuind expresia lui e din (17) în relaţia (18), se obţine :

$$E = \frac{Y_1}{Y_1 + Y_2 + G_e}\left(1 - \frac{k''\, G_e}{Y_1 + Y_2 + Y_3}\right) U_1 + \frac{Y_2}{Y_1 + Y_2 + G_e}\left(1 - \frac{k''\, G_e}{Y_1 + Y_2 + Y_3}\right) U_2. \quad (19)$$

Suma curenţilor în punctul de ieşire al elementului operaţional este egală cu zero, aceasta conducînd la relaţia :

$$(U_2 - e)\, Y_2 + (U_2 - E)\, Y_2 + U_2 Y = 0.$$

Grupînd termenii ce conţin pe U_2, rezultă :

$$U_2\, (2\, Y_2 + Y) - e\, Y_2 - E\, Y_2 = 0. \quad (20)$$

Cu ajutorul relațiilor (17), (19) și (20) vor fi găsiți e și E în funcție de U_1. Înlocuind în (20) pe e și E și dînd factor comun pe U_2 în membrul stîng și pe U_1 în membrul drept, se obține :

$$U_2\left\{2\,Y_2 + Y - Y_2^2\left[\frac{1}{Y_1 + Y_2 + Y_3} + \frac{1}{Y_1 + Y_2 + G_e}\left(1 - \frac{k''\,G_e}{Y_1 + Y_2 + Y_3}\right)\right]\right\} = U_1\left[\frac{Y_1\,Y_2}{Y_1 + Y_2 + Y_3} + \frac{Y_1\,Y_2}{Y_1 + Y_2 + G_e}\left(1 - \frac{k''\,G_e}{Y_1 + Y_2 + Y_3}\right)\right]. \quad (21)$$

Făcînd notația :

$$N = \frac{1}{Y_1 + Y_2 + Y_3} + \frac{1}{Y_1 + Y_2 + G_e}\left(1 - \frac{k''\,G_e}{Y_1 + Y_2 + Y_3}\right), \quad (22)$$

se găsește :

$$U_2 = \frac{Y_1\,Y_2\,N}{2\,Y_2 + Y - Y_2^2\,N}\,U_1. \quad (23)$$

Din expresia (17) rezultă :

$$e = \frac{Y_1}{Y_1 + Y_2 + G_e}\left[1 + \frac{Y_2^2\,N}{2\,Y_2 + Y - Y_2^2\,N}\right]U_1. \quad (24)$$

Pentru E se va găsi relația :

$$E = Y_1\,M\left[1 + \frac{Y_2^2\,M}{2\,Y_2 + Y - Y_2^2\,M}\right]U_1. \quad (25)$$

În relația (25) s-a făcut următoarea notație :

$$M = \frac{1}{Y_1 + Y_2 + G_e}\left(1 - \frac{k''\,G_e}{Y_1 + Y_2 + Y_3}\right). \quad (26)$$

Cu ajutorul relațiilor (24) și (25), din (16) se obține expresia admitanței de intrare :

$$Y_{int} = Y_1\left[2 - \frac{Y_1}{Y_1 + Y_2 + Y_3}\left(1 + \frac{Y_2^2\,N}{2\,Y_2 + Y - Y_2^2\,N}\right) - Y_1\,M\left(1 + \frac{Y_2^2\,M}{2\,Y_2 + Y - Y_2^2\,N}\right)\right]. \quad (27)$$

Pentru valori uzuale ale admitanțelor Y_1, Y_2, Y_3, Y, G_i, G_a și a coeficientului de amplificare k' ($Y_1 = Y_2 = Y = \frac{1}{R} = 10^{-6}\ \Omega^{-1}$, $Y_3 = \frac{1}{R_3} = 2.10^{-7}\ \Omega^{-1}$, $k' = 2.10^4$, $G_i = 5.10^{-5}\ \Omega^{-1}$, $G_a = 5.10^{-5}\ \Omega^{-1}$) admitanța de intrare ia valoarea :

$$Y_{int} \cong 2\,Y_1. \quad (28)$$

Prin urmare, impedanța de intrare a unui element operațional reversibil este mai mică decît cea a unui element operațional ireversibil care efectuează aceeași operație.

4. Calculul admitanței de ieșire

Vom examina schema din figura 4 în care $U_1 = 0$ și $Y = 0$. Admitanța de ieșire va fi calculată conform relației evidente :

$$Y_{ie} = \left(\frac{I_2}{U_2}\right)U_1 = 0. \quad (29)$$

Curentul I_2 este dat de expresia :

$$I_2 = (U_2 - e)\,Y_2 + (U_2 - E)\,Y_2$$

sau :

$$I_2 = 2\,U_2\,Y_2 - e + E\,Y_2. \quad (30)$$

În acest caz, tensiunea e în punctul de însumare este :

$$e = \frac{Y_2}{Y_1 + Y_2 + Y_3}\,U_2. \quad (31)$$

Tensiunea E este dată de relația :

$$E = \frac{-\,k''\,e\,G_e + U_2\,Y_2}{Y_1 + Y_2 + G_e}. \quad (32)$$

Ținînd seamă de (31), se obține :

$$E = \frac{Y_2}{Y_1 + Y_2 + G_e}\left(1 - \frac{k''\,G_e}{Y_1 + Y_2 + Y_3}\right)U_2. \quad (33)$$

Înlocuind în (30) expresiile tensiunilor e și E găsite mai sus, rezultă valoarea lui I_2 :

$$I_2 = U_2\,Y_2\left[2 - \frac{Y_2}{Y_1 + Y_2 + Y_3} - \frac{Y_2}{Y_1 + Y_2 + G_e}\left(1 - \frac{k''\,G_e}{Y_1 + Y_2 + Y_3}\right)\right]. \quad (34)$$

Admitanța de ieșire va fi dată de expresia :

$$Y_{ie} = Y_2\left[2 - \frac{Y_2}{Y_1 + Y_2 + Y_3} - \frac{Y_2}{Y_1 + Y_2 + G_e}\left(1 - \frac{k''\,G_e}{Y_1 + Y_2 + Y_3}\right)\right]. \quad (35)$$

Avînd în vedere valorile uzuale ale admitanțelor și a coeficientului de amplificare k'', rezultă că admitanța de ieșire ca ordin de mărime este dată de relația :

$$Y_{ie} \cong Y_2.k''. \quad (36)$$

În cazul de față este de ordinul lui $10^{-2}\Omega^{-1}$.

Se poate aprecia că impedanța de ieșire a elementului operațional reversibil este cu cel puțin un ordin de mărime mai mare decît cea a unui element operațional ireversibil.

5. Calculul tensiunii maxime la ieşirea elementului operaţional reversibil

Pornind de la relaţia (20) şi admiţînd că tensiunea e în punctul de însumare este neglijabilă ca mărime în raport cu E şi U_2, rezultă că :

$$E \cong \left(2 + \frac{Y}{Y_2}\right) U_2. \qquad (37)$$

În cazul cînd $Y = 0$, elementul operaţional lucrează în gol, rezultă că $U_2 = 0{,}5\ E$, iar cînd $Y = Y_2$, rezultă $U_2 = 0{,}33\ E$.

Se constată că limitele de variaţie a tensiunii la ieşirea elementului operaţional reversibil pot fi cel mult egale cu $\pm \frac{E}{2}$.

În concluzie, elementele operaţionale reversibile au performanţe inferioare celor ireversibile în privinţa erorilor de reproducere a funcţiilor de transfer, a impedanţelor de intrare şi ieşire, însă proprietatea de reversibilitate le deschide un larg cîmp de aplicaţii [2], [3].

BIBLIOGRAFIE

[1] Puhov, G. E. *Teoria i primenenie obratimogo operaţionnogo usilitelia.* Dokladî mejvuzovskoi konferenţii po primeneniu fiziceskogo i matematiceskogo modelirovania v razliciniîh otrasliah tehniki, sbornik 3. Moscova, MEI, 1962.

[2] *Matematiceskoe modelirovanie i elektriceskie ţepi.* Kiev, 1963.

[3] Borkovskii, B. A., Vasiliev, V. V., Tokareva, O. N *Nekotorîe metodî modelirovania zadaci lineinogo programmîrovania.* Moscova, 1964.

Ing. D. POENARU şi dr. şt. fiz. E. IVANOV

Sistem de blocare a fotomultiplicatorului în tehnica fasciculului pulsat*

Într-o serie de experienţe de fizică nucleară, cum sînt de exemplu cele bazate pe tehnica fasciculului pulsat, perioada de măsurare utilă a sistemului de detecţie este pauza care urmează pulsul de particule bombardante. Pe durata acestui puls, fotomultiplicatorul furnizează electronicii asociate impulsuri de tensiune cu mare viteză de numărare, care blochează amplificatoarele liniare, făcîndu-le inapte pentru lucru o bună parte din perioada utilă.

Pentru a evita fenomenele tranzitorii nedorite, cărora li se asociază durate de revenire mari, este necesar să se blocheze fotomultiplicatorul pe durata pulsului de particule şi să se „deschidă" în perioada utilă. Blocarea este eficientă dacă reduce factorul de multiplicare al fotomultiplicatorului cu cel puţin două ordine de mărime.

1. Metode de blocare a fotomultiplicatoarelor

În literatură [1] sînt descrise mai multe metode prin care se realizează funcţionarea fotomultiplicatoarelor în regim pulsat :

a) defocalizarea sistemului electronooptic cu ajutorul unui cîmp magnetic aplicat din exterior ;

b) alimentarea divizorului fotomultiplicatorului cu impulsuri de tensiune ;

c) aplicarea unui impuls electric de tăiere pe unul sau mai mulţi electrozi ai fotomultiplicatorului.

Realizarea primei metode prezintă mari dificultăţi tehnice legate de obţinerea unor impulsuri de cîmp magnetic cu front bun. În plus, în sistemul de comandă poate apărea un magnetism remanent care defocalizează fasciculul de electroni şi în cursul perioadei utile, stricînd rezoluţia spectrometrului.

Şi metoda a doua (fig. 1*a*) prezintă dezavantaje serioase, deoarece necesită puteri apreciabile în impuls, debitate de un generator de mică impedanţă internă [2]. De asemenea, această metodă necesită o stabilitate a amplitudinii impulsurilor de ordinul 10^{-4}, foarte dificilă de realizat în condiţiile menţionate.

În cadrul metodei a treia pot exista mai multe variante. Important este ca, pentru perioada de timp dorită, într-unul sau mai multe spaţii dintre doi electrozi succesivi să nu mai fie realizată condiţia de accelerare, scăzînd astfel multiplicarea sistemului cu mai multe ordine de mărime.

Aplicarea unui impuls pozitiv de tensiune pe fotocatodă (fig. 1*b*), cu o amplitudine de ordinul diferenţei de potenţial dintre prima dinodă şi fotocatodă, nu convine datorită inerţiei acesteia din urmă. Timpul de stabilire al tensiunii pe suprafaţa fotocatodei este de ~ 30 μs [2], deoarece ea este un material semiconductor.

Cel mai convenabil mod de blocare [1,2,3] constă în aplicarea unui impuls de tensiune cu amplitudine relativ mică pe electrodul de comandă (modulare) sau focalizare al fotomultiplicatorului (fig. 1*c*) — în cazul în care tipul de fotomultiplicator dat este înzestrat

* Comunicare la IFA, 8 iunie 1965.

cu un astfel de electrod. Fotomultiplicatoare care au un astfel de electrod sînt de exemplu ФЭУ — 1С[1], RCA 6655A şi Dumont 6292 sau 6363 [3].

Multe fotomultiplicatoare, care oferă caracteristici spectrometrice bune, nu au un electrod de focalizare şi, în cazul acesta, tăierea lor se poate face doar pe una sau mai multe dinode [2,4], aplicînd impulsuri pozitive sau negative cu amplitudine suficient de mare.

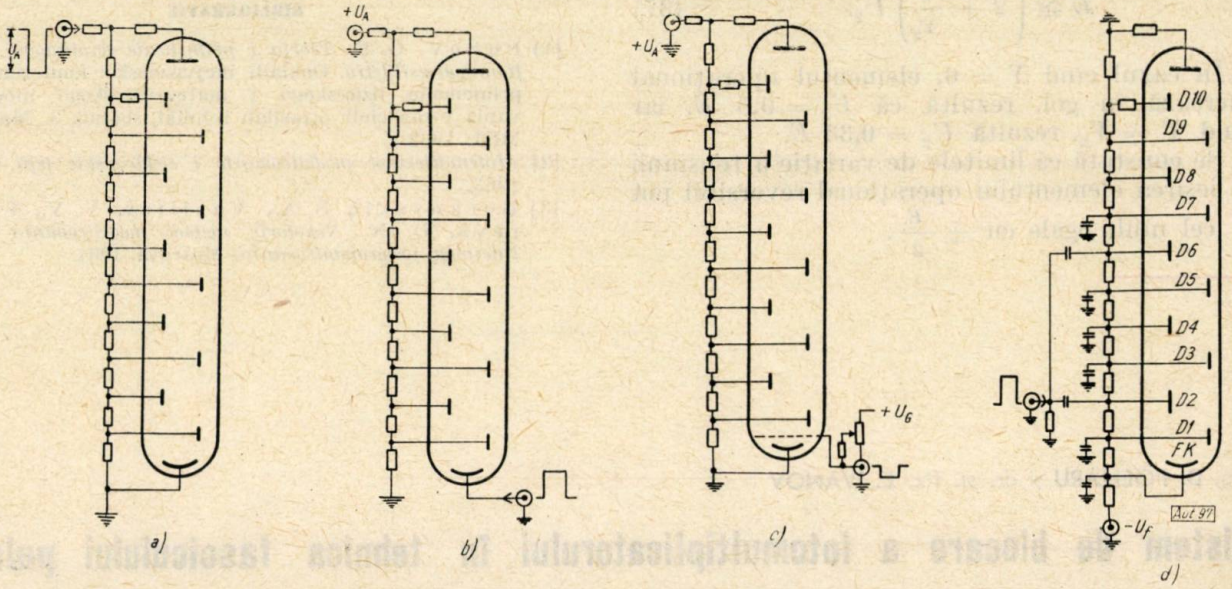


Fig. 1. Metode de blocare a fotomultiplicatorului :
a) pulsînd întreaga tensiune de alimentare a divizorului ; *b*) aplicarea unor impulsuri pozitive pe fotocatodă ; *c*) aplicarea unor impulsuri negative pe grila de comandă ; *d*) aplicarea unor impulsuri de polaritate oarecare pe dinodele 2 şi 6.

Într-adevăr, coeficientul de multiplicare al fotomultiplicatorului M este produsul coeficienţilor de multiplicare M_k obţinuţi pe fiecare interval de accelerare dintre două dinode succesive D_{k-1}, D_k :

$$M = \prod_{k=1}^{n} M_k. \qquad (1)$$

Deoarece multiplicarea dintre două dinode succesive variază cu tensiunea U_k dintre acestea după legea :

$$M_k \sim \sqrt{U_k}, \qquad (2)$$

rezultă că raportul dintre multiplicarea M_i, obţinută cînd se aplică pe o dinodă D_k un impuls de amplitudine U_i, şi multiplicarea iniţială M_0 este :

$$\frac{M_i}{M_0} = \sqrt{\frac{U_0 + U_i}{U_0} \cdot \frac{U_0 - U_i}{U_0}} = \sqrt{1 - \frac{U_i^2}{U_0^2}}, \qquad (3)$$

unde U_0 este tensiunea continuă dintre dinodele D_{k-1} şi D_k şi dintre D_k şi D_{k+1}, iar $(U_0 + U_i)$ şi $(U_0 - U_i)$ — creşterea şi respectiv scăderea acestor tensiuni datorită aplicării pe dinoda D_k a unui impuls cu amplitudine U_i de polaritate dată.

Din formula (3) se vede că, pentru o blocare eficientă, sînt necesare impulsuri de modulare cu o amplitudine minimă egală cu U_0 — care poate fi numită „tensiune de tăiere". Se vede, de asemenea, că, datorită simetriei, polaritatea impulsurilor poate fi oarecare.

De remarcat, însă, că relaţia (3) nu consideră variaţia condiţiilor de focalizare, ci numai a coeficientului de emisie secundară cu tensiunea de accelerare.

Şi în acest caz se semnalează [2] o dificultate : anumite tipuri de fotomultiplicatoare nu pot fi tăiate satisfăcător, deoarece la creşterea amplitudinii impulsurilor de comandă U_i peste o valoare dată, se produc descărcări în spaţiul în care tensiunea devine $U_0 + U_i$ înainte să se atingă amplitudinea de tăiere $U_i \geqslant U_0$.

Se pare însă că această dificultate nu constituie o piedică reală decît la anumite tipuri de fotomultiplicatoare. Astfel, Volkov şi colaboratorii săi [4] au reuşit să blocheze fotomultiplicatoare de tip Ф У—19 М şi Ф Э У—29 fără să observe descărcări. Ei au aplicat impulsuri de comandă pe două dinode simultan (fig. 1*d*).

În cele ce urmează se prezintă rezultatele încercărilor de a folosi un circuit simplu de blocare pe o singură dinodă a fotomultiplicatorului de tip EMI 6095 şi 9536. Tensiunea de comandă se aplică pe dinoda $D3$, prima dinodă care are tensiuni egale pe spaţiile de accelerare adiacente (fig. 2). Între $D1$ şi F_k, precum şi între $D2$ şi $D1$, tensiunile de accelerare sînt mai mari decît între celelalte dinode.

2. Tăierea pe dinoda a treia

Pornind de la relaţia (3) s-a căutat să se obţină tăierea fotomultiplicatorului pe dinoda $D3$. Caracteristicile de tăiere ale fotomultiplicatorului EMI 9536 s-au ridicat cu montajul din figura 2, care asigură condiţii de variaţie a

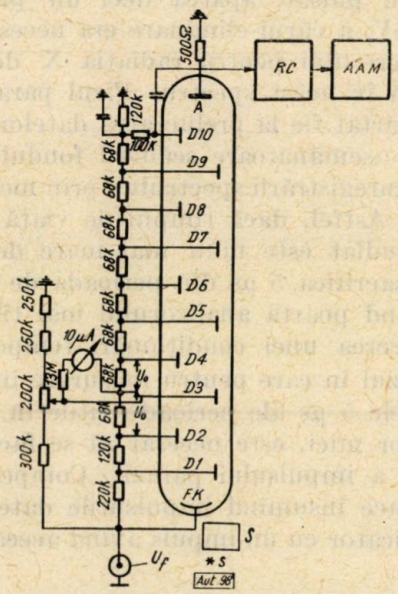


Fig. 2. Schema de ridicare a caracteristicilor statice de tăiere a fotomultiplicatorului pe dinoda $D3$:
RC – repetor catodic; *AAM* – analizor de amplitudini multicanal (SA 40); *S* – scintilator de NaI(Tl) cuplat optic cu fotocatoda; *s* – sursă de radiaţii α (Cs^{137}).

tensiunii pe dinoda $D3$, identice cu cele dinamice. Ca voltmetru cu mare impedanţă internă, avînd ambele borne izolate faţă de masă, s-a utilizat un microampermetru de 10 μA în serie cu o rezistenţă de 13 MΩ. Variaţia coeficientului de

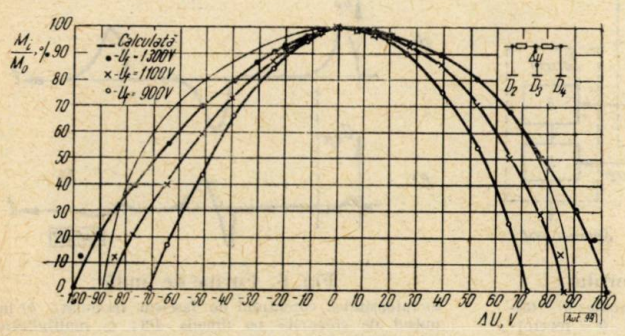


Fig. 3. Caracteristicile de tăiere pe dinoda $D3$ ale fotomultiplicatorului EMI 9536.

multiplicare al tubului era apreciată după deplasarea poziţiei picului corespunzător liniei de 661 keV a Cs^{137} cu care se iradia un cristal de NaI(Tl), cuplat optic cu fotocatoda fotomultiplicatorului.

Caracteristicile de tăiere, normate, ridicate cu acest montaj pentru trei tensiuni aplicate pe fotocatoda tubului ($U_f = 900$; 1 100 şi 1 300 V) sînt date în figura 3. Pentru tensiunea $-U_f = 1\,300$ V, la care corespunde $U_0 = 88$ V, s-a trasat cu linie neîntreruptă şi curba calculată cu expresia simplă (3). Ramura pozitivă a acesteia coincide cu curba experimentală pe porţiunea superioară $\left(\text{pentru } \frac{M_i}{M_0} \geqslant 50\,\%\right)$, dar în apropierea tăierii diferenţele devin sensibile. La tensiune nulă pe spaţiul $D3D4$ există electroni care reuşesc să ajungă în spaţiul $D4D5$; pentru frînarea completă a acestora, tensiunea de tăiere trebuie să întreacă cu circa 12 V tensiunea U_0 ($U_t \simeq U_0 + 12$ V).

Caracteristicile de tăiere arată că pentru blocarea tubului este suficient să se aplice pe dinoda $D3$ impulsuri cu amplitudine $U_i \geqslant 100$ V şi polaritate oarecare. Această amplitudine nu trebuie să întreacă cu mult tensiunea

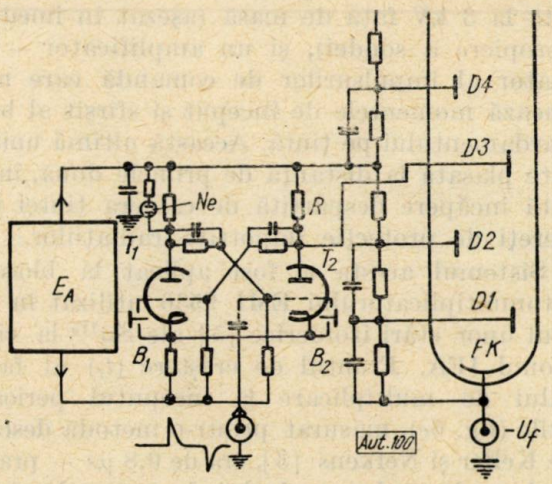


Fig. 4. Circuit-poartă pentru comanda fotomultiplicatorului:
E_A – sursă de alimentare izolată la 3 kV faţă de masă.

U_t, pentru a nu se produce străpungeri în spaţiul în care tensiunea devine $U_0 + U_i$. Din această cauză, în schema din figura 7, impulsul de comandă se ia doar de pe o porţiune din rezistenţa de sarcină a bistabilului, păstrîndu-se o rezervă de amplitudine.

Pentru ca circuitul-poartă să lucreze la durate oricît de mari ale impulsurilor de modulare, s-a utilizat pentru comandă un circuit bistabil cuplat direct (în c.c.) cu dinoda a treia (fig. 4). Cînd tubul T_2 este blocat, căderea de tensiune pe rezistenţa R este neglijabilă şi dinoda $D3$ primeşte tensiunea normală de pe divizor U_0 (stabilizată cu coeficientul de stabilizare al sursei de IT); fotomultiplicatorul este deschis. Cînd tubul T_2 conduce, căderea de tensiune U_R de pe rezistenţa R face să scadă tensiunea dinodei $D3$ la valoarea $U_0 - U_R$, condiţia de

tăiere fiind în acest caz $|U_R| \gg U_0$. Butoanele B_2 şi B_1 permit să se facă o comandă manuală, poziţia de conducţie fiind indicată de tubul cu neon Ne aprins pe panou.

De asemenea, pentru a putea face comanda pe oricare dinodă, indiferent de polaritatea sursei de IT a fotomultiplicatorului, întregul montaj al bistabilului şi redresorului său de alimentare (E_A) a fost izolat la 3 kV faţă de masă.

3. Schema instalaţiei

În figura 5 este prezentată schema-bloc a instalaţiei utilizate pentru pulsarea fotomultiplicatorului. Au fost realizate trei unităţi constructive : sonda de măsurare cu fotomultiplicatorul împreună cu divizorul de alimentare şi repetorul său catodic ; bistabilul de comandă cu sursa proprie de alimentare izolată la 3 kV faţă de masă (aşezat în imediata apropiere a sondei), şi un amplificator — formator al impulsurilor de comandă care marchează momentele de început şi sfîrşit al bombardamentului pe ţintă. Această ultimă unitate este plasată la distanţă de primele două, într-o altă încăpere despărţită de camera ţintei prin pereţi de protecţie împotriva radiaţiilor.

Sistemul acesta a fost aplicat la blocarea fotomultiplicatorului EMI 9536 utilizat în studiul unor stări izomerice [5] ale Sn^{115} la ciclotronul IFA. Frontul de creştere (t_f) al factorului de multiplicare la începutul perioadei utile (fig. 6*c*), măsurat printr-o metodă descrisă de Keller şi Nefkens [3], era de 0,8 μs — practic egal cu frontul impulsului de comandă determinat de rezistenţa de sarcină a tubului T_2 al bistabilului şi capacitatea cablului (~1 m) utilizat.

S-a observat, însă, că datorită cuplajului capacitiv între dinode, impulsul de blocare provoca la ieşirea fotomultiplicatorului un impuls parazit de forma celui din figura 6*d*. Amplitudinea acestui impuls corespundea unei energii de 50 keV, cînd tensiunea înaltă a fotomultiplicatorului era — $U_f = 1\,300$ V, iar durata sa la bază era de 5 μs. În spectrul energetic, ridicat cu fotomultiplicatorul funcţionînd în regim pulsat, apărea deci un pic parazit la 50 keV, a cărui eliminare era necesară datorită interesului pentru radiaţia X de 25 keV prezentă în acest spectru. Picul parazit poate fi îndepărtat fie la prelucrarea datelor, printr-o metodă asemănătoare scăderii fondului, fie în timpul înregistrării spectrului, prin metode electronice. Astfel, dacă timpul de viaţă a izomerului studiat este mult mai mare decît 5 μs, se pot sacrifica 5 μs din perioada de măsurare deschizînd poarta analizorului mai tîrziu, prin introducerea unei condiţionări temporale.

În cazul în care pentru măsurare interesează şi primele 5 μs ale perioadei utile în domeniul energiilor mici, este necesar să se facă o compensare a impulsului parazit. Compensarea se poate face însumînd impulsurile date de fotomultiplicator cu un impuls avînd aceeaşi formă, dar de polaritate inversă. Acest impuls se obţine în cazul nostru (fig. 5) de la bistabil printr-un reglaj corespunzător al amplitudinii, frontului şi căderii, cu ajutorul elementelor de circuit arătate în schema generală din figura 7.

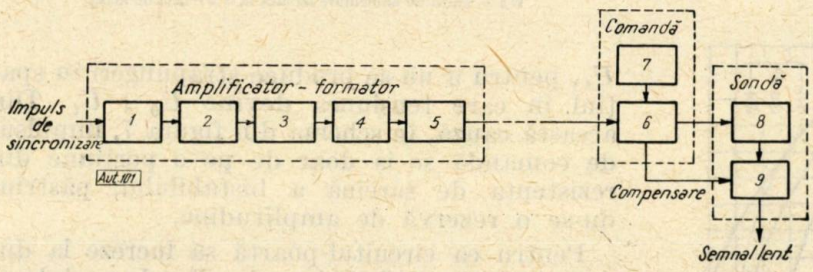


Fig. 5. Schema-bloc a sistemului de pulsare al fotomultiplicatorului :
1 — inversor ; *2* — atenuator ; *3* — amplificator ; *4* — circuit Schmitt ; *5* — repetor catodic ; *6* — bistabil ; *7* — sursă de alimentare ; *8* — fotomultiplicator cu divizor de alimentare ; *9* — repetor-sumator.

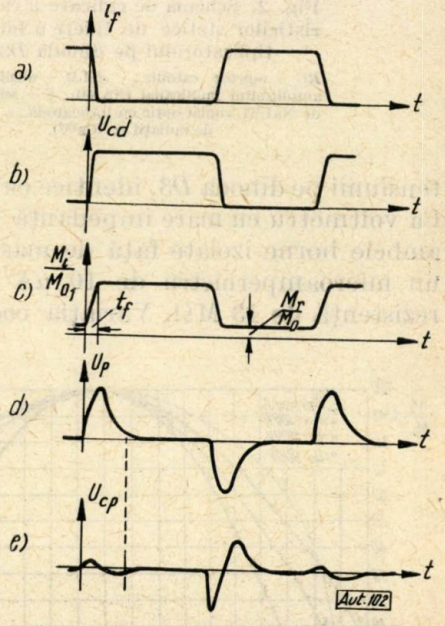


Fig. 6. Forme de undă :
a) intensitatea curentului de fascicul modulat ; *b*) impulsul de comandă pe dinoda *D3* ; *c*) multiplicarea fotomultiplicatorului pulsat ; *d*) impulsul parazit pe rezistenţa de sarcină (la D10) ; *e*) impulsul parazit după compensare.

Amplificatorul şi formatorul impulsurilor de comandă aplicate bistabilului sincron cu impulsurile de modulare a fasciculului sînt circuite banale; schemele lor de principiu date în figura 7 nu mai necesită explicaţii.

Curbele din figura 8 se referă la radiaţia gama de 500 keV ce apare în urma reacţiei In^{115} (p,n) Sn^{115}, a cărei perioadă de înjumătăţire [5] de 159 μs corespunde stării izomere $Sn^{115\,m_1}$ cu energia de 726 keV.

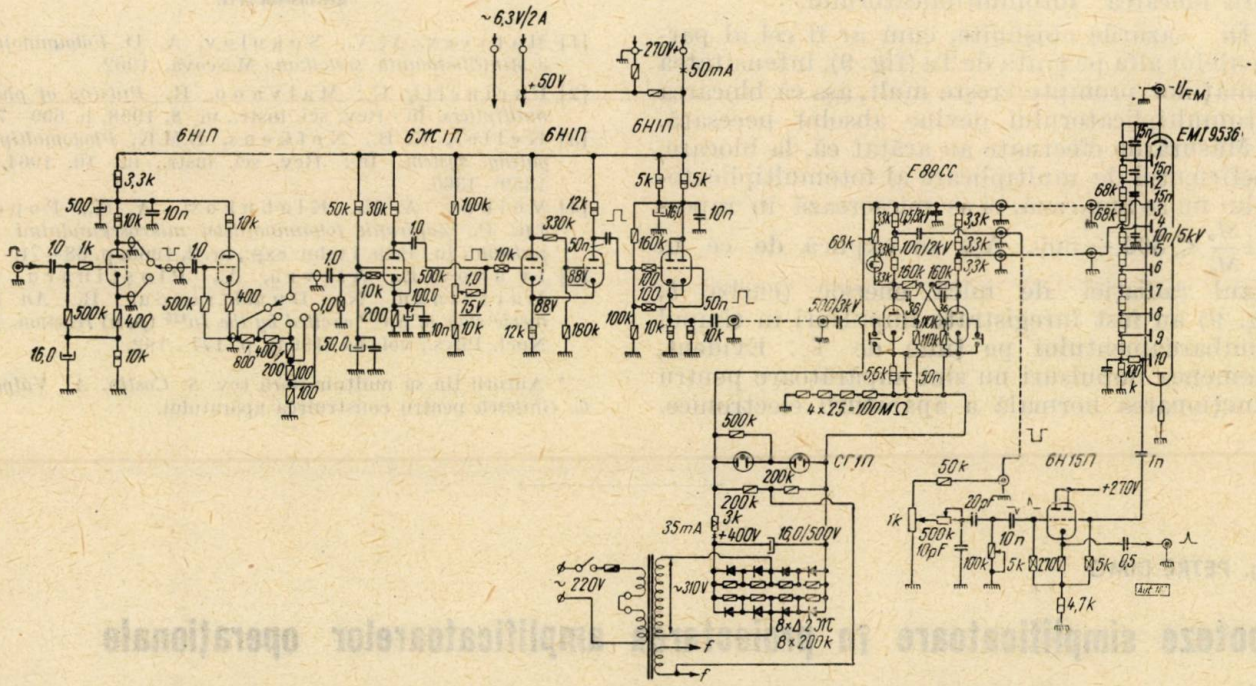


Fig. 7. Schema de principiu completă a sistemului de blocare a fotomultiplicatorului.

4. Rezultate experimentale

Sistemul de blocare a fotomultiplicatorului a fost utilizat la ciclotronul IFA în experienţele de studiu al izomerilor din domeniul milisecundei, obţinuţi prin bombardamente cu protoni şi particule alfa. Rezultatele obţinute cu

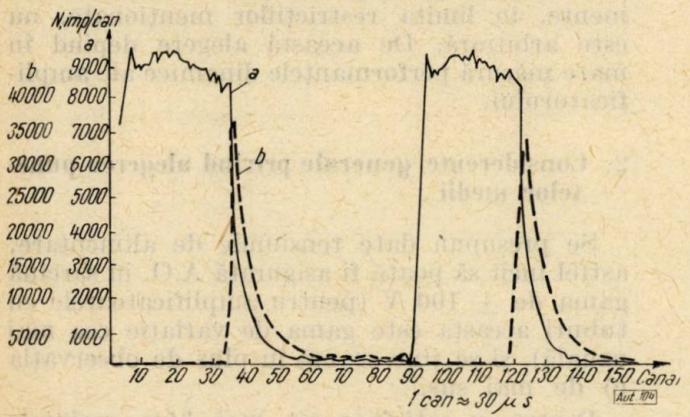


Fig. 8. Spectrul temporal pentru izomerul Sn^{115m_1} cu viaţă de 159 μs ridicat cu (curba b) şi fără (curba a) blocarea fotomultiplicatorului.

el sînt ilustrate în figurile 8 şi 9, unde s-a reprezentat variaţia în timp a numărului de impulsuri pe sarcina fotomultiplicatorului, produse de radiaţiile gama ce apar în dezintegrarea tranziţiilor izomere studiate.

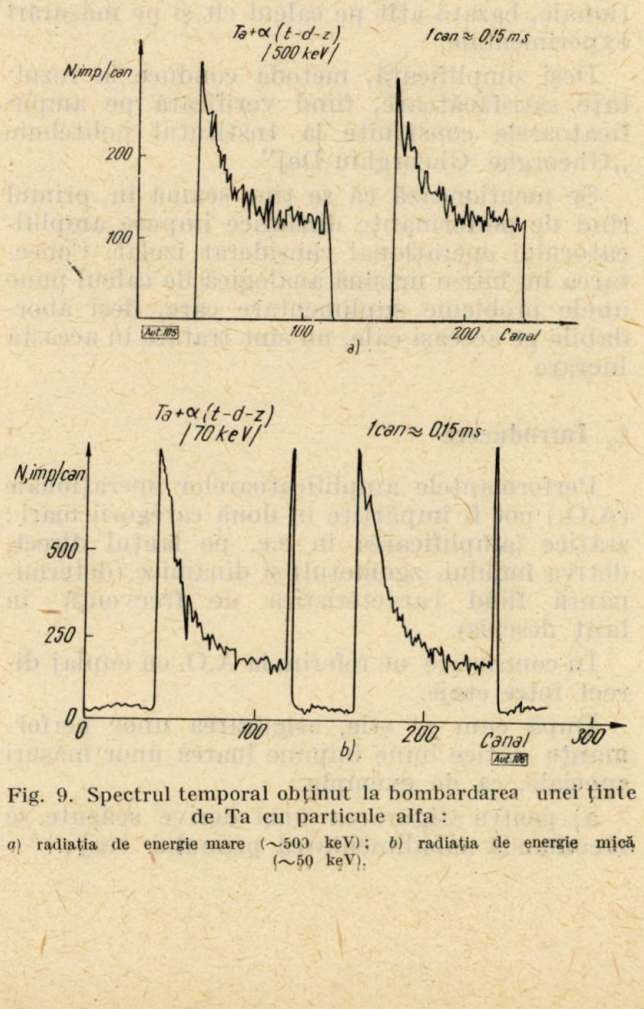


Fig. 9. Spectrul temporal obţinut la bombardarea unei ţinte de Ta cu particule alfa:

a) radiaţia de energie mare (~500 keV); *b*) radiaţia de energie mică (~50 keV).

Secţiunea mare de excitare a acestui izomer a permis scăderea curentului de fascicul şi înregistrarea fenomenului, fără a bloca fotomultiplicatorul (curba *a*, fig. 8). Chiar şi în acest caz favorabil, înregistrarea coincidenţelor gama-gama în pauză este deosebit de dificilă fără blocarea fotomultiplicatorului.

În cazurile obişnuite, cum ar fi cel al particulelor alfa pe ţinta de Ta (fig. 9), intensitatea radiaţiilor prompte creşte mult, aşa că blocarea fotomultiplicatorului devine absolut necesară.

Măsurările efectuate au arătat că, la blocare, coeficientul de multiplicare al fotomultiplicatorului nu se anulează, ci se micşorează în raportul $\frac{M_r}{M_0} \leqslant 300 \div 500$. Aşa se explică de ce în cazul radiaţiei de mică energie (curba *b*, fig. 9) au fost înregistrate impulsuri în timpul bombardamentului pe ţinta de T_a. Evident, asemenea impulsuri nu sînt supărătoare pentru funcţionarea normală a aparaturii electronice. Eliminarea lor la înregistrare, la fel ca şi eliminarea impulsurilor parazite ce apar la începutul şi sfîrşitul blocării fotomultiplicatorului, se face cu ajutorul unui circuit de comandă a schemei de înregistrare *.

BIBLIOGRAFIE

[1] Matveev, V. V., Sokolov, A. D. *Fotoumnojiteli v ştintillioţionnih sceţcikah.* Moscova, 1962.

[2] Farinelli, U., Malvano, R. *Pulsing of photomultipliers.* În : Rev. sci. instr., nr. 8, 1958, p. 699—701.

[3] Keller, K. B., Nefkens, B.M.K. *Photomultiplier gating system.* În : Rev. sci. instr., nr. 10, 1964, p. 1359—1360.

[4] Volkov, A. N., Klabukov, A. M., Popov, Iu. P. *Zapiranie fotoumnojitelei mikrosekundnîmi impulsami.* În : Prib. i tehn. exp., nr. 2, 1960, p. 68—71.

[5] Ivanov, E., Alevra, A., Ploştinaru, D., Martalogu, N., Dumitrescu. R. *An izomeric state of Sn^{115} excited by the In^{115} (p, n) reaction.* În : Nucl. Phys., vol. **54** (1964), p. 177—192.

* Autorii ţin să mulţumească tov. *S. Costin, A. Vulpe* şi *C. Ghiţescu* pentru construirea aparatului.

---

g. PETRE DIMO

Ipoteze simplificatoare în proiectarea amplificatoarelor operaţionale

În cele ce urmează se prezintă o metodică rapidă de proiectare a amplificatoarelor operaţionale, bazată atît pe calcul cît şi pe măsurări experimentale.

Deşi simplificată, metoda conduce la rezultate satisfăcătoare, fiind verificată pe amplificatoarele construite la Institutul politehnic „Gheorghe Gheorghiu-Dej".

Se menţionează că se ţine seamă în primul rînd de performanţe dinamice impuse amplificatorului operaţional considerat izolat. Conectarea lui într-o maşină analogică de calcul pune unele probleme suplimentare care, deşi abordabile pe aceeaşi cale, nu sînt tratate în această lucrare.

1. Introducere

Performanţele amplificatoarelor operaţionale (A.O.) pot fi împărţite în două categorii mari : statice (amplificarea în c.c. pe lanţul direct, deriva nulului, zgomotul) şi dinamice (determinantă fiind caracteristica de frecvenţă în lanţ deschis).

În continuare ne referim la A.O. cu cuplaj direct între etaje.

După cum se ştie, asigurarea unor performanţe statice bune impune luarea unor măsuri speciale, ca de exemplu :

a) pentru asigurarea unei derive scăzute se recomandă subalimentarea primului etaj ;

b) pentru asigurarea unui coeficient ridicat de amplificare pe etaj se recomandă utilizarea unor rezistenţe anodice mari ;

c) pentru asigurarea unei atenuări mici, datorită cuplajului prin divizoare rezistive între etaje, se recomandă ca acestea să fie realizate cu rezistenţe cît mai mari, iar tensiunea de negativare să fie cît mai mare.

Se va arăta mai jos că alegerea acestor elemente, în limita restricţiilor menţionate, nu este arbitrară. De această alegere depind în mare măsură performanţele dinamice ale amplificatorului.

2. Considerente generale privind alegerea punctelor medii

Se presupun date tensiunile de alimentare, astfel încît să poată fi asigurată A.O. în sarcină gama de $\pm$ 100 V (pentru amplificatoarele cu tuburi aceasta este gama de variaţie cea mai uzuală), şi se ţine seamă în plus de observaţia c) de mai sus.

Pentru a satisface cît mai bine cerinţele impuse unui A.O., tuburile nu funcţionează în general în regimul din catalog. De aceea, este necesară întotdeauna o ridicare prealabilă de caracteristici statice în condiţii vecine cu cele în care vor lucra.

Primul etaj este de obicei cel mai departe de regimul „clasic", întrucît acestuia dorim să-i asigurăm o derivă minimă datorită curenţilor

de grilă. Soluţia constă în negativarea puternică a tubului; pentru ca punctul mediu de funcţionare P (fig. 1) să nu fie plasat asimetric pe caracteristica (I_a, U_g), este necesară aplicarea unei tensiuni anodice ridicate, deci utilizarea unei rezistenţe anodice mici, ceea ce duce la

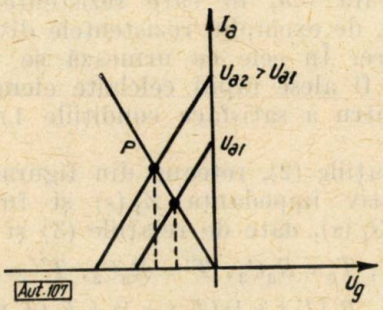


Fig. 1

scăderea amplificării. Este foarte important ca punctul P să fie în centrul porţiunii liniare a caracteristicii (I_a, U_g) şi totodată să se utilizeze o negativare destul de mare. Soluţia este subalimentarea puternică a primului tub (de exemplu, pentru ECC 83 alimentare cu 6,3 V între bornele de 12,6 V). Acest lucru duce (pentru regimul liniar) la creşterea rezistenţei interne R_i şi la scăderea pantei S, astfel încît $SR_i = \mu$ rămîne constant (pentru ECC 83, în condiţiile de mai sus, $R_i \cong 500$ kΩ, $S \cong 0{,}2$ mA/V).

Tensiunea de negativare poate deveni destul de mare (de ordinul — 1,5 V), ceea ce se va dovedi important şi atunci cînd se va calcula regimul dinamic.

Pentru tubul etajului următor, poziţia punctului P pe caracteristica (I_a, U_g) rămîne critică, deoarece P trebuie să se găsească în centrul porţiunii liniare. De asemenea, se recomandă

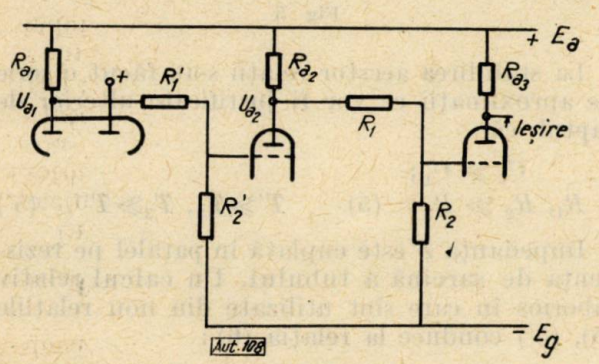


Fig. 2

ca rezistenţa anodică să nu fie prea mare, pentru a permite o alegere uşoară a divizorului de cuplare.

Alegerea corectă a divizoarelor de cuplare este deosebit de importantă: ele asigură punctele medii de funcţionare şi intervin direct în stabilirea caracteristicilor dinamice ale A.O. (fig. 2).

De obicei, primul divizor cuprinde (în cazul A.O. fără Chopper) elementul variabil pentru reglajul nulului; cel de-al doilea este determinant pentru punctul de funcţionare a tubului T_2; într-adevăr, datorită amplificării mari şi reacţiei negative puternice, o modificare mică în raportul de divizare a celui de-al doilea divizor provoacă variaţii mari ale tensiunii anodice a tubului T_2 şi deci o asimetrizare a punctului P pe caracteristica (I_a, U_g).

3. Considerente generale privind caracteristica de frecvenţă

Pentru ca un A.O. să posede performanţe ridicate, este necesar ca, în afara unor caracteristici statice bune, să aibă o bandă largă de frecvenţă şi o stabilitate bună la sarcini variate.

Dacă rezistenţa de ieşire este mică, această din urmă caracteristică este uşor de satisfăcut; în schimb, asigurarea unei benzi de frecvenţe ridicate este o chestiune delicată şi strîns legată de alegerea corectă a punctelor medii de funcţionare.

Pentru a se înlătura orice confuzie, vom denumi frecvenţă limită a A.O. acea frecvenţă f_l pentru care semnalul 100 sin $2\pi f_l$ (în volţi) trece cu distorsiuni de neliniaritate neglijabile, specificîndu-se după caz dacă este vorba de funcţionare în gol sau în sarcină.

Examinînd frecvenţa limită la diferite A.O., constatăm [1] că are valori în jur de 1,5 kHz la A.O. bune.

În fine, o caracteristică importantă care trebuie satisfăcută este amplificarea în lanţ deschis la 100 Hz, care trebuie să fie de 80 dB, dacă dorim o eroare de amplitudine mai mică de 0,01%.

4. Calculul reţelelor de cuplare

Dacă se ridică caracteristica de frecvenţă a unui etaj de amplificare, se constată că ea poate fi destul de bine aproximată cu caracteristica unui sistem de ordinul I:

$$K_i(s) = \frac{K_{i0}}{T_i \cdot s + 1}, \qquad (1)$$

unde K_i şi T_i depind de punctul de funcţionare, de rezistenţa anodică şi de capacităţile parazite.

Trei etaje legate în cascadă şi cuplate între ele prin divizoare rezistive au un coeficient de amplificare în curent continuu:

$$K_0 = K_{10} \cdot K_{20} \cdot K_{30} \cdot \alpha \cdot \beta,$$

unde α şi β sînt coeficienţi subunitari introduşi datorită divizoarelor de cuplare.

Caracteristica de frecvenţă globală, reprezentată logaritmic (fig. 3), taie axa absciselor cu o pantă de 60 dB/decadă; sistemul cu reacţie este instabil.

Corectarea sistemului se face cu reţele RC între etaje şi trebuie să conducă la o caracteristică de frecvenţă la care :

1) traversarea abscisei să se facă cu o pantă de 20 dB/dec., care să rămînă neschimbată pe o porţiune cuprinsă între 0,4 ω_t şi 2,5 ω_t

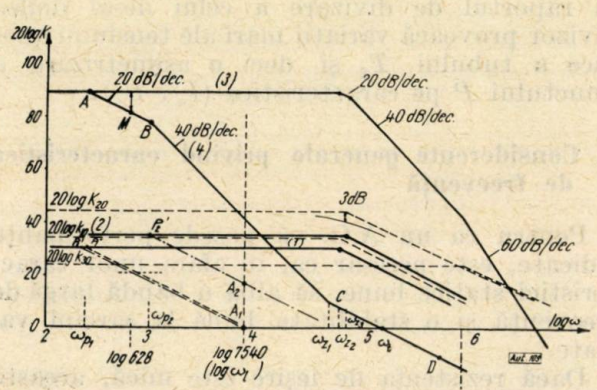


Fig. 3

(ω_t este pulsaţia de tăiere). În felul acesta se asigură o margine de stabilitate suficientă ;

2) amplificarea în lanţ deschis la pulsaţia 628 c/s să fie 80 dB ;

3) frecvenţa limită impusă să treacă cu distorsiuni neglijabile de neliniaritate ;

4) să nu cuprindă porţiuni de pantă mai mare decît 40 dB/ dec. înainte de traversare.

Nu dăm o regulă generală de alegere a corecţiilor. Condiţiile 1—4 impuse mai sus pot fi satisfăcute cu multe tipuri de reţele, dar trebuie ţinut seamă de :

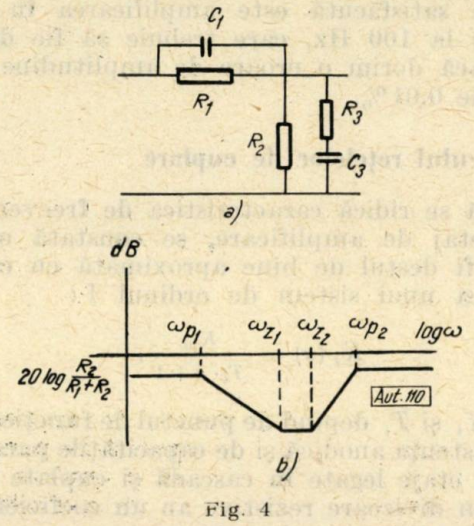


Fig. 4

a) orice reţea conectată între două etaje influenţează însăşi caracteristica de frecvenţă a etajului ce o precede ;

b) reţelele utilizate trebuie să introducă înaintea pulsaţiei de tăiere un număr de zerouri mai mare decît numărul de poli introduşi, cu unu — dacă se corectează primele două etaje (cazul exemplului de mai jos) sau cu două — dacă se corectează toate trei etajele, urmînd ca ceilalţi poli să fie plasaţi dincolo de 2,5 ω_t.

Cu cît reţeaua folosită este mai complexă, cu atît calculul influenţei a) este mai greu de făcut. Pe de altă parte, condiţia b) poate fi satisfăcută de obicei cu reţele ca cele din figura 4,*a* şi figura 5,*a*, în care rezistenţele R_1 şi R_2 pot fi, de exemplu, rezistenţele divizoarelor de cuplare. În cele ce urmează se va arăta cum pot fi alese rapid celelalte elemente din reţea pentru a satisface condiţiile 1) — 4) de mai sus.

Cu notaţiile (2), reţeaua din figura 4,*a* are aproximativ impedanţa $Z_1(s)$ şi funcţia de transfer $G_1(s)$, date de relaţiile (3) şi (4) :

$$T_1 = R_1C_1,\ T_3 = R_3C_3,\ T' = R_2C_3,\ T'' = R_3C_1 ; \quad (2)$$

$$Z_1(s) = \frac{R_2(T_3 s + 1)(T_1 s + 1) + R_1(T' s + 1)}{(T_1 s + 1)(T' s + 1)} ; \quad (3)$$

$$G_1(s) = \frac{(T_3 s + 1)(T_1 s + 1)}{(T'' s + 1)\left(\frac{R_1}{R_1 + R_2} T' s + 1\right)} \cdot \frac{R_2}{R_1 + R_2} . \quad (4)$$

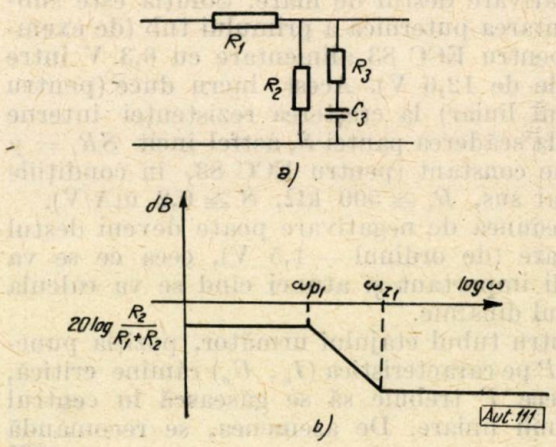


Fig 5

La stabilirea acestor relaţii s-au făcut o serie de aproximaţii ce vor fi justificate ulterior de faptul că :

$$C_3 \gg C_1 ;$$

$$R_1,\ R_2 \gg R_3 ; \quad (5) \qquad T' \gg T_1,\ T_3 \gg T'' . \quad (5')$$

Impedanţa Z este cuplată în paralel pe rezistenţa de sarcină a tubului. Un calcul relativ laborios în care sînt utilizate din nou relaţiile (5), (5') conduce la relaţia (6) :

$$Z_{a1} = Z \,||\, R_a \cong \frac{\left(\frac{R_1}{R_1 + R_2} T' s + 1\right)(T'' s + 1)}{\left(\frac{R_a + R_1}{R_a + R_1 + R_2} T' s + 1\right)\left(\frac{R_a}{R_a + R_1} T_1 s + 1\right)} . \quad (6)$$

După cum se vede, Z_a introduce un pol şi un zero la pulsaţii mici ; aceştia vor fi cu atît mai apropiaţi între ei cu cît R_a este mai mic în comparaţie cu R_1. De asemenea, Z_a intro-

duce un pol şi zero la frecvenţe mari, care se pot afla tocmai în vecinătatea punctului de traversare, ceea ce nu este de dorit îndeosebi pentru pol. Dar şi acesta poate fi îndepărtat mult dacă $R_a \ll R_1$. Prin urmare, pentru ca o asemenea reţea să nu influenţeze decisiv

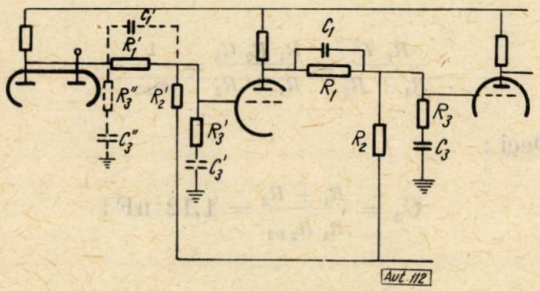


Fig. 6

caracteristica de frecvenţă a etajului pe care îl corectează, trebuie ca $R_a \ll R_1$. Or acest lucru este greu de îndeplinit între primele două etaje, unde R_a este mare. Se recomandă deci utilizarea acestei reţele între ultimele două etaje (fig. 6), unde R_a poate fi luat uşor de 10—20 de ori mai mic decît R_1.

Cu aceleaşi notaţii ca şi înainte, reţeaua din figura 5,*a* are impedanţa $Z_2(s)$ şi funcţia de transfer $G_2(s)$, date de relaţiile (7) şi (8):

$$Z_2(s) = \frac{\frac{R_1}{R_1+R_2}\,T's+1}{T's+1}(R_1+R_2); \qquad (7)$$

$$G_2(s) = \frac{R_2}{R_1+R_2}\,\frac{T_3 s+1}{\frac{R_1}{R_1+R_2}\,T's+1}; \qquad (8)$$

iar la punerea în paralel cu R_a se obţine:

$$Z_{a2}(s) = \frac{R_a(R_1+R_2)}{R_a+R_1+R_2}\,\frac{T's+1}{\frac{(R_a+R_1)\,T}{R_a+R_1+R_2}s+1}, \qquad (9)$$

de unde se vede din nou influenţa lui R_a asupra polului introdus la frecvenţă joasă. De asemenea, prezenţa unui element variabil (necesar pentru reglajul nulului) face greu controlabilă caracteristica finală. De aceea este preferabil a se plasa o asemenea reţea direct în anodul primului tub (fig. 6), ceea ce modifică caracteristica de frecvenţă a primului etaj, introducîndu-se un pol şi un zero suplimentar la frecvenţe joase:

$$K_1(s) = -\frac{R_a}{R_a+R_i}\,\frac{T_3 s+1}{T_4 s+1}, \qquad (10)$$

unde:

$$T_4 = \frac{R_a R_i}{R_a+R_i}\cdot C_3, \qquad (11)$$

şi s-au făcut ipotezele:

$$R_3 \ll R_a,\ R_i. \qquad (12)$$

Plasînd astfel reţeaua, se controlează mai uşor partea de joasă frecvenţă a caracteristicii primului etaj şi se poate influenţa independent şi caracteristica la înaltă frecvenţă prin adăugarea capacităţii C_1' (fig. 6).

5. Exemplu de calcul

Presupunem că, din considerente legate de stabilirea punctelor medii de funcţionare, s-au obţinut pentru rezistenţele din montaj următoarele valori:

$$R_{a1} = 900\ k\Omega; \qquad R_1' = 1{,}5\ M\Omega;$$

$$R_{i1} = 500\ k\Omega; \qquad R_2' = 3\ M\Omega;$$

$$R_{a2} = 100\ k\Omega; \qquad R_1'' = 3\ M\Omega;$$

$$R_2'' = 1{,}5\ M\Omega,$$

iar caracteristicile de frecvenţă ridicate pentru fiecare etaj sînt cele date în figura 3 (caracteristica a fost ridicată cu o rezistenţă anodică echivalentă cu cuplarea lui R_a în paralel cu rezistenţa totală a divizorului, pe un montaj cît mai apropiat de cel final). Reprezentarea lor s-a făcut la scări logaritmice, iar aproximarea prin drepte, luîndu-se punctele de frîngere acolo unde amplificarea etajului a scăzut cu 3 dB.

Caracteristica globală 3 (fig. 3) rezultă din însumarea caracteristicilor parţiale, ţinînd seamă de prezenţa divizoarelor de cuplare, astfel încît:

$$\log K = \log K_{10} + \log K_{20} + \log K_{30} + \log \alpha + \log \beta.$$

Ne propunem să obţinem o caracteristică de frecvenţă corectată care să asigure stabilitate, o amplificare pe lanţul direct de 80 dB la 100 Hz, şi să nu introducă distorsiuni de neliniaritate la $f_2 = 1{,}2$ kHz, intervenindu-se numai asupra primelor două etaje.

Pentru aceasta, se consideră ansamblele etaj I + divizor I şi etaj II + divizor II, ale căror caracteristici sînt date în curbele *1* şi *2*.

Caracteristica finală trebuie să treacă prin *M* care corespunde unei amplificări de 80 dB la $\omega = 628$ c/s.

Pentru ca semnalul 100 sin $2\pi f_l t$ să nu introducă distorsiuni de neliniaritate la $f_l = 1{,}2$ kHz ($\log \omega_l = 3{,}875$), trebuie ca amplitudinea semnalelor la grilele de comandă ale fiecărui etaj să nu depăşească tensiunea de negativare.

Dacă nu corectăm ultimul etaj, $k_3 = 16$, deci pentru a avea $U_e = 100$ V, trebuie avut $\Delta U_{g3} = 6{,}25$ V.

Pe ansamblul etaj II + divizor II, amplificarea nu poate fi mai mică decît $\frac{\Delta U_{g3}}{\Delta U_{g1}} = 6{,}25$ V (dacă presupunem tensiunea de negativare la etajul II de −1 V, iar P plasat în centrul caracteristicii (I_a, U_g) — fig. 1).

Pe ansamblul etaj I + divizor I, amplificarea nu poate fi mai mică decît $\frac{\Delta U_{g2}}{\Delta U_{g1}} = 1$ (dacă presupunem tensiunea de negativare la etajul I de − 1 V şi P plasat în centrul caracteristicii (I_a, U_g).

Aceste restricţii conduc la stabilirea punctelor A_1, A_2 prin care (sau deasupra cărora) trebuie să treacă caracteristicile corectate ale ansamblelor etaj + divizor.

Rezultă că, la corectarea ansamblului etaj II + divizor II cu reţeaua din figura 4, nu putem introduce un pol la stînga punctului P_2', respectiv pentru ansamblul etaj I + divizor I, la stînga lui P_1'. Însă deoarece la $\omega = 628$ c/s atenuarea totală nu poate fi mai mare de 9 dB, rezultă că de fapt nu putem plasa polul la stînga lui P_1''.

Putem construi acum curba $ABCD$ cu panta 20 dB/dec. pe porţiunea AB şi 40 dB/dec. pe porţiunea BC. În punctul C trebuie asigurată o margine de stabilitate de cel puţin 10 dB. Din acest punct, panta caracteristicii trebuie să fie 20 dB/dec. pe cel puţin lungimea CD, astfel încît în D să avem $20 \log K_D = -10$ dB.

Obţinerea acestei caracteristici se face uşor, prin introducerea a trei zerouri la ω_{z1}, ω_{z2}, ω_{z3}, care împreună cu cei doi poli ω_{p1} şi ω_{p2} definesc reţelele de corecţie.

a) Reţeaua dintre primele două etaje. Se adoptă o reţea R_3'' C_3'' (fig. 5) care trebuie să aibă un pol în ω_{p1} şi un zero în ω_{z1}.

Deci, folosind relaţia (8):

$$T_{z1} = R_3'' C_3'' = \frac{1}{\omega_{z1}};$$

$$T_{p1} = \frac{R_a}{R_a + R_i} R_i C_3' = \frac{1}{\omega_{p1}};$$

sau:

$$C_3'' = \frac{R_a + R_i}{R_a R_i \omega_{p1}} = 13{,}1 \text{ nF};$$

$$R_3'' = \frac{1}{\omega_{z1} \cdot C_3''} = 1{,}725 \text{ k}\Omega.$$

b) Reţeaua dintre ultimele două etaje. Se adoptă o reţea ca cea din figura 4, în care R_1 şi R_2 sînt chiar rezistenţele divizorului:

$$R_1 = 3 \text{ M}\Omega;$$

$$R_2 = 1{,}5 \text{ M}\Omega.$$

Condiţiile sînt:

$$T_3 = R_3 C_3 = \frac{1}{\omega_{z2}};$$

$$T_1 = R_1 C_1 = \frac{1}{\omega_{z3}};$$

$$\frac{R_1 T'}{R_1 + R_2} = \frac{R_1 R_2 C_3}{R_1 + R_2} = \frac{1}{\omega_{p2}}.$$

Deci:

$$C_3 = \frac{R_1 + R_2}{R_1 R_2 \omega_{p2}} = 1{,}12 \text{ nF};$$

$$R_3 = \frac{1}{z 2^C} = 16 \text{ k}\Omega;$$

$$C_1 = \frac{1}{\omega_{z3} R_1} = 5{,}2 \text{ pF}.$$

După cum se poate observa, adoptînd aceste valori, aproximaţiile făcute la calculul funcţiilor de transfer sînt justificate.

Printr-o translaţie în sus a dreptei CD se poate asigura o stabilitate mai bună. În acest caz este recomandabilă utilizarea unei capacităţi mici suplimentare, în paralel pe R_1'', cu care se introduce un zero suplimentar în D, astfel încît să prelungim porţiunea de pantă 20 dB/dec.

6. Concluzii

La proiectarea amplificatoarelor operaţionale prin metoda arătată se ţine seamă de caracteristica de frecvenţă adevărată a fiecărui etaj şi de restricţiile impuse asupra amplificării la diferite frecvenţe (avînd în vedere în special cele impuse la frecvenţa de 100 Hz şi la frecvenţa limită). Se poate astfel obţine grafic o caracteristică de frecvenţă care să corespundă cerinţelor dorite şi se calculează cu ajutorul ei valorile ce trebuie alese pentru elementele corectoare. Pentru a simplifica la maximum aceste calcule se fac o serie de aproximaţii care sînt valabile în limite destul de mari.

Se scoate în evidenţă importanţa alegerii corecte a divizoarelor de cuplare între etaje, atît din punct de vedere al punctelor medii, cît şi din cel al performanţelor dinamice.

BIBLIOGRAFIE

[1] Korn, Huskey. *Computer handbook*, vol. 1. New York, 1962.
[2] Jackson. *Analog computation*. New York.

Ing. V. COMĂNESCU şi ing. C. LUNGU

Elemente de comutaţie statică utilizate în tehnica numărării

Asupra proiectării circuitelor logice ŞI, SAU, INVERSOR

Elementele din această serie sînt destinate să realizeze comenzi rapide pentru unele echipamente numerice de automatizare şi dispozitive de calcul, de tipul : echipamente de control centralizat, echipamente de comandă după program a maşinilor — unelte, echipamente optimizatoare, calculatoare pentru comanda proceselor, regulatoare şi sisteme urmăritoare numerice etc.

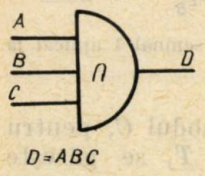


Fig. 1. Circuit ŞI.

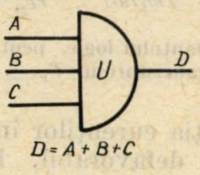


Fig. 2. Circuit SAU.

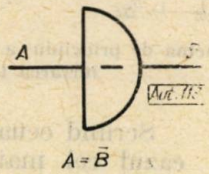


Fig. 3. Circuit INVERSOR.

Din seria elementelor utilizate în prelucrarea numerică a informaţiilor se vor studia în cadrul articolului numai circuitele logice de bază : ŞI, SAU, INVERSOR. Aceste elemente sînt reprezentate simbolic în figurile 1, 2 şi 3.

În algebra logică [1], bazată pe notaţia binară, toate variabilele pot sta în una din cele două stări posibile : 0 şi 1. Aceste două stări pot fi reprezentate electric de absenţa sau de prezenţa unui impuls de tensiune sau de curent. Cum comanda în tensiune a porţilor cu diode se poate face fie cu semnal pozitiv, fie cu semnal negativ, proiectarea unui lanţ logic format din două porţi şi un amplificator inversor, montate în cascadă şi care utilizează un singur fel de semnale, va fi funcţie de natura valorii binare 1 [2].

În cele ce urmează se va trata cazul în care valoarea binară 1 este asociată valorilor negative de tensiune, procedeu utilizat în diferite sisteme de comutaţie statică [3, 4, 5]. Studierea circuitelor se va face atît din punct de vedere static, cît şi dinamic. De asemenea, proiectarea se va desfăşura avînd la bază principiul de calcul „cazul cel mai defavorabil" [6]. Acest mod de proiectare poate fi îndeplinit presupunînd că toate toleranţele pieselor componente se îndreaptă spre extremele cazului cel mai dezavantajos în acelaşi timp. Procedeul de calcul „cazul cel mai defavorabil" duce la circuitul cu funcţionarea cea mai sigură, dar aceasta limitează în mare măsură numărul de intrări şi de ieşiri ale etajelor logice. Deoarece probabilitatea tuturor componentelor de a avea valorile cele mai dezavantajoase în mod simultan este mică, se poate face un calcul statistic care să ducă la creşterea numărului intrărilor şi ieşirilor elementelor logice. Reducerea care rezultă în numărul etajelor poate creşte siguranţa totală a instalaţiei care utilizează astfel de circuite.

1. Proiectarea statică

Lanţul logic de studiat va fi compus din două circuite cu diode şi rezistenţe, care realizează funcţiile ŞI, SAU, şi un circuit amplificator INVERSOR, care realizează funcţia NU.

După cum rezultă din [7], folosirea unor astfel de circuite permite realizarea de funcţii complexe.

Calculul circuitelor ŞI, SAU, INVERSOR se poate face şi în mod separat [2, 8], totuşi, cum această structură logică lucrează adesea ca un simplu element şi constituie cazul cel mai defavorabil, proiectarea şi consideraţiile care vor urma se vor referi la acest lanţ. În figura 4 se arată schema de principiu a unui astfel de element.

Ca poartă negativă ŞI s-a ales un circuit cu diode (D_1, D_2, D_3) de germaniu, cu contact punctiform şi cu rezistenţă (R_1). Alegerea diodelor cu germaniu şi a tipului respectiv a fost dictată de curentul invers, care influenţează numărul maxim de intrări ale elementului ŞI, precum şi de căderea directă de tensiune, care face să crească semnalul 0 la ieşirea elementului.

Ca poartă negativă SAU s-a adoptat un circuit cu diode (D_4, D_5, D_6) de siliciu, cu joncţiune şi cu rezistenţă (R_2). Alegerea diodelor cu siliciu a fost necesară prin faptul că acestea

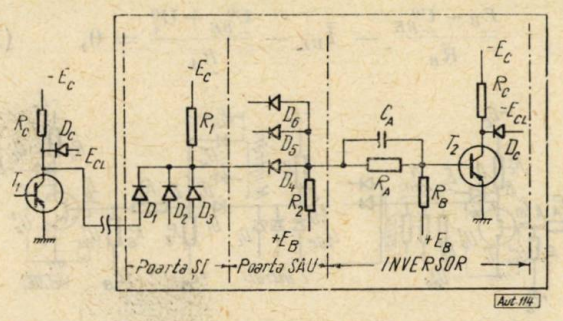


Fig. 4. Schema-bloc a lanţului logic ŞI, SAU, INVERSOR realizat cu două nivele logice : poartă negativă ŞI, poartă negativă SAU şi amplificator INVERSOR.

produc o cădere de tensiune mare la curent direct mic şi prezintă o rezistenţă mică în circuitul de descărcare a condensatorului C_A, în timpul comutării tranzistorului T_2 spre blocare. Numărul maxim de intrări ale elementului SAU este determinat de curentul direct

minim prin diodele cu siliciu, pentru care se obţine blocarea sigură a tranzistorului T_2 din lanţul ŞI, SAU, INVERSOR.

Ca INVERSOR s-a utilizat un etaj amplificator cu tranzistor în montajul EC, cu o rezistenţă R_C în circuitul de colector, avînd o reţea de polarizare R_A, R_B, un condensator de accelerare C_A şi o diodă de fixare D_C. Ieşirea acestui lanţ logic produce salturi nominale de aproximativ E_{CL} volţi.

Impedanţa de ieşire a lanţului logic este coborîtă, atît pentru semnal logic 0, cît şi pentru semnal logic 1, la ieşire. În starea 0, impedanţa de ieşire este impedanţa la saturaţie a tranzistorului, pe cînd în starea 1, impedanţa de ieşire este impedanţa dinamică directă a diodei D_C, care restabileşte tensiunea pe colector în intervalul de timp cît tranzistorul T_2 este blocat. Aceste impedanţe de ieşire coborîte fac circuitele comandate de către lanţul logic insensibile la perturbaţii.

Curentul îndreptat spre sursa de fixare este de fapt un curent invers în sursa E_{CL}. Dacă se utilizează elemente logice cu nivele de ieşire refăcute, atunci sursa de fixare trebuie să fie încărcată cu o rezistenţă care să consume o cantitate de curent de la sursă egală sau mai mare decît curentul maxim de fixare aşteptat.

Calculul valorilor componentelor, pentru funcţionarea în cazul cel mai defavorabil, se face scriind, atît la intrarea cît şi la ieşirea elementului, ecuaţiile în situaţia „blocat" sau „conducţie" la saturaţie.

Schema de principiu a lanţului logic, pentru semnal 0 aplicat la intrarea tranzistorului T_1, este arătată în figura 5.

Scriind ecuaţia curenţilor în nodul A, pentru cazul cel mai defavorabil, la $\overline{T}^*$, se obţine expresia :

$$\frac{E_B - U^0_{BE}}{\overline{R}_B} - \overline{I}_{BL} - \frac{U^0_{BE} + \overline{U}^0_i}{R_A} = 0, \qquad (1)$$

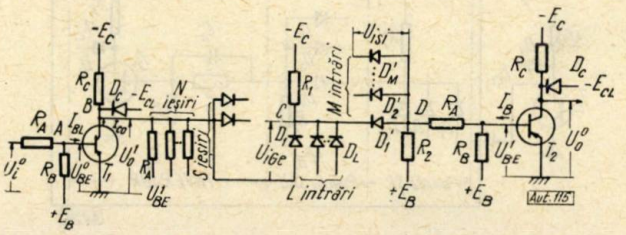


Fig. 5. Schema de principiu pentru calculul elementelor lanţului logic cu semnal 0 aplicat la intrarea tranzistorului T_1.

unde :

$$I_{BL} = \frac{1 - \alpha_I}{1 - \alpha_I \alpha_N} I_{CBO} + \frac{1 - \alpha_N}{1 - \alpha_I \alpha_N} I_{EBO}. \qquad (2)$$

* O bară deasupra unei litere înseamnă valoarea maximă, iar bara dedesubt, valoarea minimă a mărimii simbolizate prin litera respectivă.

Ecuaţia curenţilor în nodul B, pentru situaţia cea mai dezavantajoasă, la $\underline{T}$, are forma :

$$\frac{E_c - \underline{U}^1_0}{\overline{R}_c} - \frac{N(\underline{U}^1_0 - \underline{U}^1_{BE})}{\underline{R}_A} - S\overline{I}_{i\,Ge} - \overline{I}_{CO} = 0. \qquad (3)$$

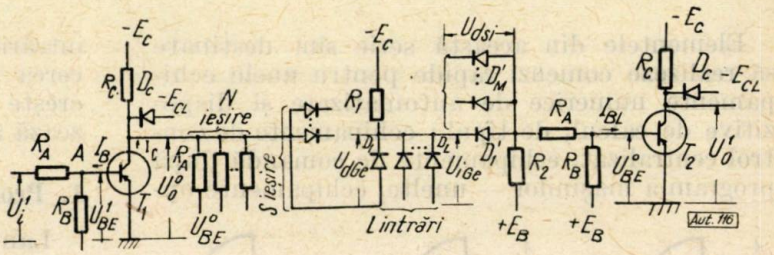


Fig. 6. Schema de principiu a lanţului logic, pentru semnal 1 aplicat la intrarea tranzistorului T_1.

Scriind ecuaţia curenţilor în nodul C, pentru cazul cel mai defavorabil, la $\underline{T}$, se găseşte relaţia :

$$\underline{I}_B + \frac{\overline{E}_B + \underline{U}^1_{BE}}{\underline{R}_B} + \frac{\overline{E}_B + \underline{U}^1_i}{\underline{R}_2} + \\ + (M-1)\,\overline{I}_{i\,Si} - L\underline{I}_{i\,Ge} - \\ - \frac{(\underline{U}^1_i + \underline{U}^1_{d\,Si}) - \underline{E}_C}{\overline{R}_1} = 0. \qquad (4)$$

Schema de principiu pentru calculul elementelor lanţului logic, cu semnal 1 aplicat la intrarea tranzistorului T_1, este dată în figura 6.

Scriind ecuaţia curenţilor în nodul A, pentru cazul cel mai defavorabil, la $\underline{T}$, se obţine :

$$\underline{I}_B + \frac{\overline{E}_B + \underline{U}^1_{BE}}{\underline{R}_B} - \frac{\overline{U}^1_{BE} - \underline{U}^1_i}{\overline{R}_A} = 0. \qquad (5)$$

Ecuaţia curenţilor în nodul B, pentru cazul cel mai dezavantajos, la $\underline{\ }$, are forma :

$$\frac{\overline{E}_C - \underline{U}^0_0}{\underline{R}_C} + \overline{I}_{i\,Ge} + S\Big[(L-1)\,\overline{I}_{i\,Ge} + \\ + \frac{\overline{E}_C - (\underline{U}^0_0 + \underline{U}_{d\,Ge})}{\underline{R}_1}\Big] - \underline{I}^0_{d\,Si} - \overline{I}_C - N\frac{\underline{U}^0_{BE} - \underline{U}^0_0}{\overline{R}_A} = 0. \qquad (6)$$

Alegînd tranzistorul, diodele şi impunînd tensiunea de intrare în INVERSOR la semnal 0 şi la semnal 1, precum şi numărul de intrări şi de ieşiri la circuitul ŞI, SAU, INVERSOR, din rezolvarea ecuaţiilor (1), (3), (4), (5) şi (6) rezultă valorile rezistenţelor R_A, R_B, R_C, R_1 şi R_2.

2. Proiectarea dinamică

La proiectarea dinamică a lanţului logic propus, tranzistorul va fi considerat ca un element controlat prin sarcină [9], deoarece prin această metodă se poate stabili o corelaţie între viteza de comutaţie a tranzistorului şi unii

parametri fundamentali ai lui, ca timpul de viaţă a purtătorilor în regiunea bazei şi sarcina stocată în bază.

2.1. *Calculul capacităţii de accelerare*

Pentru creşterea vitezei de comutaţie, în circuitul de intrare a elementelor INVERSOR s-a introdus o capacitate de accelerare C_A. Aceasta trebuie să fie suficient de mare pentru a permite injectarea sarcinii cerute de tranzistor, în timp ce tensiunile pe capătul ei de intrare ajung la limitele determinate de semnalele logice binare. Mărirea capacităţii în mod excesiv duce la scăderea frecvenţei maxime de repetiţie [10].

Cum $Q_{OFF} > Q_{ON}$, C_A se determină din Q_{OFF}. Cazul cel mai defavorabil se produce la tensiunea de intrare cea mai coborîtă, deoarece sarcina înmagazinată în capacitate descreşte mai rapid cu tensiunea de la intrare decît descreşte sarcina stocată în tranzistor. De asemenea, cazul cel mai greu are loc la temperatura cea mai mare pentru care I_B şi respectiv Q_{OFF} sînt maximi.

Valoarea sarcinii totale necesare blocării unui tranzistor este dată de relaţia [11]:

$$\bar{Q}_{OFF} = \bar{Q}_E + \bar{Q}_{CD} + \bar{Q}_C + \bar{I}_C\,\bar{\tau}_C\,[1 - (h_{21E(sat)}/h_{21E})] + \bar{I}_B\,\bar{\tau}_{(sat)}, \quad (7)$$

în care: Q_E, Q_{CD}, Q_C, h_{21E} $h_{21E(sat)}$, τ_C $\tau_{(sat)}$ se calculează sau se măsoară [12, 13, 14, 15].

Relaţia (7) poate fi reprezentată şi grafic sub forma unor curbe de catalog $Q_{OFF} = f(I_B)$ la $T = \text{ct}$ pentru h_{21E} dat [16].

Mărimea curentului maxim din bază pentru ecuaţia (7) se obţine din relaţia curenţilor scrisă în nodul A (fig. 6). Ea are expresia:

$$\bar{I}_B = \frac{\bar{U}_i^1 - \bar{U}_{BE}^1}{\bar{R}_A} - \frac{\bar{E}_B + \bar{U}_{BE}^1}{\bar{R}_B}. \quad (8)$$

Capacitatea de accelerare se calculează cu formula:

$$\bar{C}_A = \frac{\bar{Q}_{OFF}}{\bar{U}_i^1 - \bar{U}_i^0}. \quad (9)$$

O valoare prea ridicată a condensatorului C_A constituie o sarcină capacitivă prea mare pentru elementul de comandă. De asemenea, o blocare oricît de rapidă a tranzistorului nu poate reduce timpul de încărcare a condensatorului de sarcină prin rezistenţa din colector.

Pentru a nu micşora prea mult numărul de elemente de la ieşirea circuitului INVERSOR, atunci cînd se impune un anumit timp de creştere şi de descreştere a semnalului la ieşire, capacitatea de accelerare se poate determina considerînd în loc de Q_{OFF} numai sarcina necesară scoaterii tranzistorului din saturaţie şi scăderii curentului din colector de la I_C la I_D. Adică:

$$\bar{C}_A = \frac{(\bar{I}_C - I_D)\,\bar{\tau}_C[1 - (h_{21E(sat)}/h_{21E})] + (\bar{I}_B - I_D/\bar{h}_{21E})\,\bar{\tau}_{(sat)}}{\bar{U}_i^1 - \bar{U}_i^0}. \quad (10)$$

2.2. *Calculul timpilor de comutare*

În calculul timpilor de comutare a lanţului logic propus, formele de undă tranzitorii vor avea expresii echivalente, în care parametrii de comutare sînt determinaţi în raport cu anumite presupuneri de bază [12, 17, 18, 19, 20].

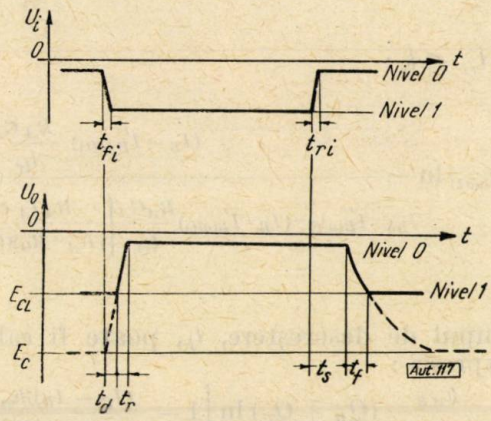


Fig. 7. Diagrama semnalului la intrarea şi ieşirea lanţului, cu definirea timpilor de comutare şi a nivelelor logice 0 şi 1.

Definirea timpilor de comutare, precum şi reprezentarea grafică a semnalelor la intrarea şi la ieşirea lanţului logic ŞI, SAU, INVERSOR, sînt arătate în figura 7.

Timpul de întîrziere la creştere, t_d, poate fi mai mic sau mai mare decît timpul de coborîre, t_{fi}, a semnalului de la intrare.

Cînd $t_{fi} > t_d$, atunci:

$$t_d = \left[\frac{2t_{fi}}{I_{Bd}}\,(Q_D + Q_E + Q_{CD} + Q_{B\,(fixare)})\right]^{1/2}. \quad (11)$$

Cînd $t_{fi} < t_d$, atunci:

$$t_d = \frac{Q_D + Q_E + Q_{CD} + Q_{B\,(fixare)}}{I_{Bd}} + \frac{t_{fi}}{2}. \quad (12)$$

Timpul de creştere, t_r, poate fi calculat cu expresia:

$$t_r = \frac{h_{21E}}{I_C - I_D}\,(Q_B + Q_C)\ln\frac{I_{B\,(on)} - \frac{I_D}{h_{21E}}}{I_{B\,(on)} - \frac{I_C}{h_{21E}}}. \quad (13)$$

Dacă se ţine seamă şi de capacitatea de sarcină de la ieşire, C_s, atunci:

$$t_{rt} = \frac{t_r}{2} + \sqrt{\left(\frac{t_r}{2}\right)^2 + \frac{2\,\tau_C\,C_S\,E_{CL}}{I_{B\,(on)}}}. \quad (14)$$

Timpul de întîrziere la descreştere, t_s, poate fi mai mic sau mai mare decît timpul de creştere, t_{ri}, a semnalului de la intrare.

Dacă $C_A = 0$, atunci:

$$t_s = \tau_{(sat)}\ln\frac{I_B - I'_{B\,(off)}}{I_{BS} - I'_{B\,(off)}}. \quad (15)$$

Cînd există capacitatea de accelerare şi $t_{ri} \geqslant t_s$, atunci :

$$t_S = \tau_{(sat)} \ln \frac{(I_B - I'_{B\,(off)})\,\frac{R_A C_A}{t_{ri}}\left[1 - \frac{R_A t_A}{(R_A+R_G)(t_A-\tau_{(sat)})} - \frac{\tau_{(sat)}}{R_A C_A} - \frac{R_G}{R_A+R_G}\right]}{I_{BS} - I'_{B\,(off)} - (I_B - I'_{B\,(off)})\frac{R_A C_A}{t_{ri}}\left[1 - \frac{R_A t_A}{(R_A+R_G)(t_A-\tau_{(sat)})}\,e^{-(t_S/t_A)} + \frac{t_s - \tau_{(sat)}}{R_A C_A} - \frac{R_G}{R_A+R_G}\right]}; \quad (16)$$

cînd $t_{ri} \leqslant t_s$:

$$t_S = \tau_{(sat)} \ln \frac{(I_B - I'_{B\,(off)})\,\frac{R_A C_A}{t_{tr}}\left[1 - \frac{R_A t_A}{(R_A+R_G)(t_A-\tau_{(sat)})} - \frac{\tau_{(sat)}}{R_A C_A} - \frac{R_G}{R_A+R_G}\right]}{I_{BS} - I'_{B(off)} - (I_B - I'_{B(off)})\frac{R_A C_A}{t_{ri}}\left\{\frac{R_A t_A\, e^{-t_S/t_A}}{(R_A-R_G)(t_A-\tau_{(sat)})}(1-e^{t_{ri}/t_A}) + \left[-1 + \frac{\tau_{(sat)}}{R_A C_A} + \frac{R_G}{R_A+R_G} + \frac{R_A t_A}{(R_A+R_G)(t_A-\tau_{(sat)})}\right]\right\} e^{\frac{t_{ri}-t_S}{\tau_{(sat)}}}} \quad (17)$$

Timpul de descreştere, t_f, poate fi calculat cu expresia :

$$t_f = \frac{h_{21E}}{I_C - I_D}(Q_B + Q_C) \ln\left[1 - \frac{(I_C - I_D)/h_{21E}}{I_{B\,(off)}}\right]. \quad (18)$$

Dacă se ţine seamă şi de capacitatea de sarcină şi de la ieşire, C_s, atunci :

$$t_{ft} = \sqrt{\left\{\frac{h_{21E}}{I_C - I_D} Q_B \ln\left[1 - \frac{(I_C - I_D)/h_{21E}}{I_{B(off)}}\right]\right\}^2 + \left[(C_S + C_{T22}) R_C \ln\frac{E_C}{E_C - E_{CL}}\right]^2}. \quad (19)$$

Determinarea timpilor de comutare necesită cunoaşterea curentului bazei în diferite momente ale proceselor tranzitorii . Evaluarea lui se poate face cu o bună aproximaţie luînd media curenţilor la începutul şi la sfîrşitul perioadei tranzitorii respective, pe circuite echivalente corespunzătoare.

Dacă în scopul de a stabili cazul cel mai defavorabil al vitezei de comutare pentru un tip oarecare de tranzistor, în ecuaţiile timpilor de comutare se introduc parametrii de comutare cei mai defavorabili, atunci cazul cel mai rău obţinut astfel va fi inferior celui real. Aceasta se întîmplă din cauză că relaţiile dintre parametri împiedică cele mai nefavorabile caracteristici să se producă simultan pe acelaşi exemplar [21]. De exemplu, t_d cel mai defavorabil se găseşte pentru $\overline{C}_{b'e}$ $\overline{C}_{b'c}$, $\underline{I}_{Bd}$, $\overline{\tau}_C$ şi se măsoară la $\underline{T}$; t_r cel mai defavorabil se obţine pentru h_{21E}, $\overline{\tau}_C$, $\overline{C}_{b'c}$, $\underline{I}_{B\,(on)}$ şi se măsoară la $\underline{T}$; t_s cel mai defavorabil e pentru $\overline{\tau}_{(sat)}$, $\overline{h}_{21E}$, $\overline{I}_B$, $\underline{I}'_{B\,(off)}$ şi se măsoară la $\overline{T}$; t_f cel mai defavorabil se capătă pentru $\overline{h}_{21E}$, $\overline{\tau}_C$, $\overline{C}_{b'c}$, $\underline{I}_{B\,(off)}$ şi se măsoară la $\overline{T}$.

2.3. *Calculul timpului de propagare*

Timpul cerut pentru ca un nivel logic să treacă printr-un circuit logic poartă numele de timp de propagare. Acesta variază după cum circuitul logic este în stare de conducţie sau în stare de blocare şi deci măsurarea lui se face pe un număr de etaje logice identice, şi apoi timpul găsit se împarte la numărul de etaje [22].

O bună aproximaţie a timpului de propagare, t_p, se poate obţine utilizînd relaţia :

$$t_p = \frac{t_d}{2} + \frac{t_r}{4} + \frac{t_s}{2} + \frac{t_f}{4}. \quad (20)$$

2.4. *Calculul puterii medii disipate de tranzistor*

Pentru calculul puterii medii disipate de tranzistor [23, 24] se poate utiliza expresia :

$$P = \left(I_{CO} E_{CL} t_1 + \frac{I_C E_{CL}}{6} t_r + \frac{I_C E_{CL}}{6} t_f + I_C U_{CE} t_0\right) f. \quad (21)$$

3. Realizări practice

În cadrul sistemului „Elemente de comutaţie statică UNILOG tip B", studiat la IPA, s-au proiectat : un circuit ŞI [25], un circuit SAU [26], un circuit INVERSOR [27]. La realizarea acestor elemente s-au utilizat produse IPRS. Rezistenţele sînt de tipul RC — — 1026, 0,5 W ± 5%, condensatorul de tipul CM 1091—V ±5% ; diodele cu germaniu sînt de tipul EFD—110, diodele de siliciu de tipul RD—101, iar tranzistoarele, sortate după anumiţi parametri, se aleg din tipurile EFT—307 punct galben şi EFT—308 punct alb. Ca tensiuni de alimentare pentru întreg sistemul s-au stabilit următoarele valori de bază : 12 V ca tensiune de colector, — 6 V ca tensiune de refacere a potenţialului pe colector, şi +6 V pentru reţelele de polarizare.

3.1. *Măsurări statice şi dinamice pe elementele semiconductoare*

Deoarece elementele semiconductoare (EFD— —110, DR—101, EFT—307, EFT—308) sînt destinate altor utilizări decît în circuite de

comutaţie, au fost necesare ridicarea anumitor familii de caracteristici statice pentru utilizarea tranzistoarelor în regim static de comutaţie [2, 16] şi măsurarea a o serie de parametri dinamici necesari calculării timpilor de comutaţie [12, 13, 14, 15].

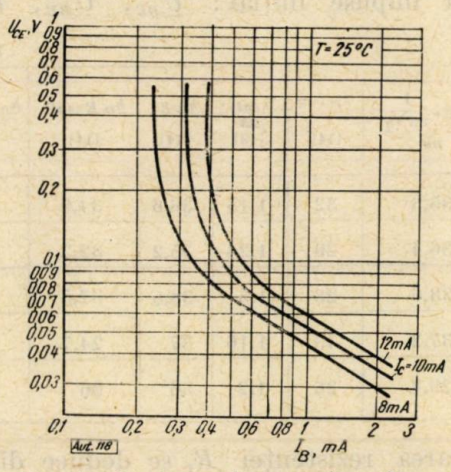


Fig. 8. Tensiune colector-emitor, U_{CE}, funcţie de curentul de bază, I_B, cu curentul de colector, I_C, ca parametru.

Astfel la tranzistoare s-au ridicat următoarele familii de caracteristici : $U_{CE}=f(I_B)_{I_C=ct}$, $U_{BE}=f(I_B)_{U_{CE}=ct}$, $h_{21E}=f(I_C)_{U_{CE}=ct}$, $h_{21E}=f(I_C)_{T=ct}$, $I_{BL}=f(U_{BEO})_{T=ct}$, $I_{CBO}=f(U_{CB})_{T=ct}$, $I_{CBO}=f(T)_{U_{CB}=ct}$, $I_{EBO}=f(U_{EB})_{T=ct}$, $I_{EBO}=f(T)_{U_{EB}=ct}$.
În figurile 8, 9 şi 10 sînt arătate cîteva din curbele obţinut în laborator pe un tranzistor tip EFT—307.

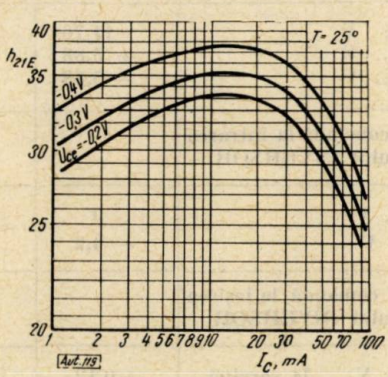


Fig. 9. Amplificare statică în curent, h_{21E}, funcţie de curentul de colector, I_C, cu tensiune colector-emitor, U_{CE}, ca parametru.

Plecînd de la familiile de caracteristici statice, enumerate mai sus, s-au dedus o serie de familii de caracteristici limită : $U_{CE}=f(I_B)_{I_C=ct}$, $U_{BE}=f(I_B)_{U_{CE}=ct}$, $\frac{h_{21E}^{50°}}{h_{21E}^{25°}}=f(I_C)_{U_{CE}=ct}$, $\frac{h_{21E}^{25°}}{h_{21E}^{5°}}=f(I_C)_{U_{CE}=ct}$, $I_{CBO}=f(T)_{U_{CB}=ct}$, $I_{EBO}=f(T)_{U_{EB}=ct}$.
La diode s-au măsurat caracteristicile statice curent-tensiune, pe baza cărora s-au ridicat următoarele caracteristici de valori limită : $I_{dGe}=f(U_{dGe})_{T=ct}$, $I_{iGe}=f(U_{iGe})_{T=ct}$, $I_{dSi}=f(U_{dSi})_{T=ct}$, $I_{iSi}=f(U_{iSi})_{T=ct}$.

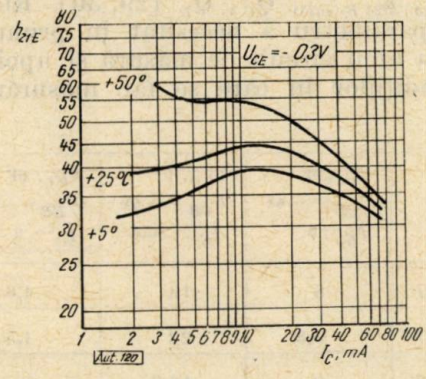


Fig. 10. Amplificare statică în curent, h_{21E}, funcţie de curentul din colector, I_C, cu temperatura, T, ca parametru.

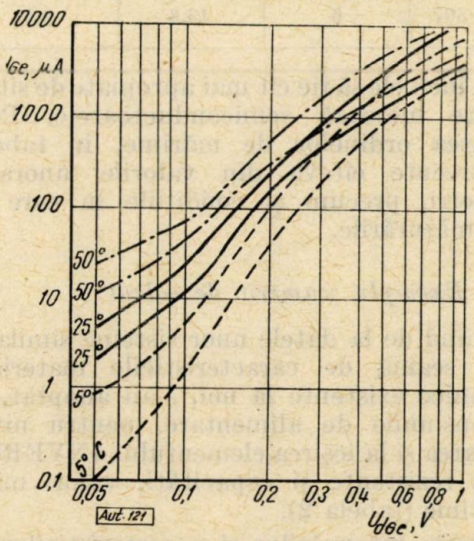


Fig. 11. Caracteristici directe de valori limită $I_{dGe}=f(U_{dGe})_{T=ct}$.

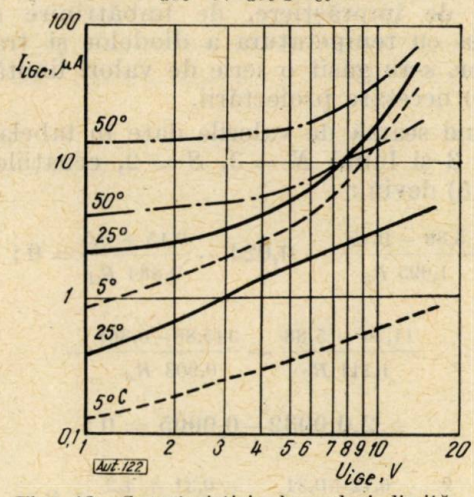


Fig. 12. Caracteristici de valori limită $I_{iGe}=f(U_{iGe})_{T=ct}$.

În figurile 11 şi 12 sînt date caracteristicile de valori limită obţinute în laborator pe un set de diode cu germaniu tip EFD—110,

De asemenea, în laborator au fost măsurați o serie de parametri utili în proiectarea lanțului logic, în regim dinamic: $C_{b'e}$, $C_{b'c}$, f_T, τ_T, $\tau_{(sat)}$, $h_{21\,E\,(sat)}$, Q_C, Q_D [29, 30]. Ridicarea fiecărui parametru a necesitat în primul rînd realizarea unui circuit de măsură și apoi stabilirea condițiilor în care se fac măsurările, în așa fel încît ele să fie cît mai apropiate de situația în care lucrează semiconductoarele. Pentru ilustrarea ordinelor de mărime, în tabela 1 sînt trecute cîteva din valorile unora din parametri, precum și condițiile în care s-au făcut măsurările.

Tabela 1

Tip	$C_{b'c}$, pF $U_{CB} = -6V$ $i_E = 0$	$C_{b'c}$, pF $U_{CB} = -6V$ $i_E = 8mA$	$C_{b'c}$, pF $U_{EB} = -6V$ $i_C = 0$	f_T, MHz $U_{CE} = -0,4V$ $i_C = 8$ mA	$\tau_C = \frac{1}{2\pi f_T}$, ns	τ_C, ns [14]	$\tau_{(sat)}$, μs [13]	$h_{21\,E}$ [14]	$h_{21\,E\,(sat)}$ [14]	$\frac{h_{21\,E\,(sat)}}{h_{21\,E}}$
EFT–307	8	19	4,6	4,65	35,3	32	1,15	36,6	34,9	0,95
EFT–307	9,8	22	4,5	4,5	36,4	29	1,24	35,2	32,2	0,92
EFT–307	9	18,9	5	4,25	38,6	28	1,5	38,5	37,5	0,97
EFT–307	8	15,5	5,4	4,4	37,2	43	1,16	37	24,7	0,67
EFT–307	6	13,8	4,5	5,5	29,8	26	1,2	36	36	1

3.2. *Exemplu numeric de calcul*

Pornind de la datele unor sisteme similare și ținînd seamă de caracteristicile materialelor electronice existente la noi, s-au adoptat, pentru tensiunile de alimentare, pentru nivelele la intrarea și la ieșirea elementului INVERSOR, pentru rezistențe și capacități, valori minime și maxime (tabela 2).

Pe baza măsurărilor și caracteristicilor ridicate pe elementele semiconductoare și ținînd seamă de împrăștiere, de îmbătrînire și de variația cu temperatura a diodelor și tranzistoarelor, s-au găsit o serie de valori limită (tabela 3) necesare proiectării.

Ținînd seamă de valorile date în tabela 2 și tabela 3 și luînd $N = 3$, $S = 2$, ecuațiile (1), (3) și (5) devin:

$$\frac{5,88 - 0,15}{1,095\,R_B} - 0,024 - \frac{0,15 + 0,5}{0,884\,R_A} = 0; \quad (1')$$

$$\frac{11,76 - 5,88}{1,111\,R_C} - \frac{3\,(5,88 - 0,36)}{0,903\,R_A} - 2.0,0032 - 0,0005 = 0; \quad (3')$$

$$\frac{9}{28} + \frac{6,12 + 0,31}{0,903\,R_B} - \frac{-0,31 + 4,2}{1,111\,R_A} = 0. \quad (5')$$

Din rezolvarea sistemului rezultă mărimile:

$R_A = 7,06$ kΩ; $R_B = 40,8$ kΩ; $R_C = 1,94$ kΩ.

Alegem valorile standardizate cele mai apropiate, adică:

$R_A = 6,8$ kΩ; $R_B = 39$ kΩ; $R_C = 2$ kΩ.

Cu aceste valori se verifică dacă mai sînt satisfăcute anumite valori limită de tensiuni și curenți impuse inițial: $\underline{U}^0_{BE}$, $\bar{U}^0_{BE}$, $\underline{I}_B$ etc.

Valoarea rezistenței R_1 se deduce din (6), în care $L = 12$:

$$\frac{12,24 - 0,12}{0,903.2} + 0,009 + 2\left[(12 - 1)\,0,009 + \right.$$
$$\left. + \frac{12,24 - (0,12 + 0,44)}{0,903\,R_1}\right] - 0,0055 - 9 - 3\,\frac{0,15 + 0,12}{1,111.6,8} = 0, \quad (6')$$

de unde $R_1 = 10,9$ kΩ. Se ia $R_1 = 11$ kΩ.

Tabela 2

Tensiuni de alimentare utilizate	Valoare minimă	Valoare maximă
E_C, V	−11,76	−12,24
E_B, V	+ 5,88	+ 6,12
E_{CL}, V	− 5,88	− 6,12
Nivele de comandă la intrarea elementului INVERSOR		
U^0_i, V	0	− 0,5
U^1_i V	− 4,2	− 6,4
Nivele de comandă la ieșirea elementului INVERSOR		
U^0_0, V la sarcină	−0,12	−0,3
U^1_0, V completă	−5,88	−6,12
Domeniu de temperatură, °C	5	50
Valoarea rezistenței ținînd seamă de sortare 5°C și de îmbătrînire față de valoarea nominală 50°C R la 25°C	0,903 R	1,111 R
	0,884 R	1,095 R
Valoarea capacității ținînd seamă de sortare și de îmbătrînire, față de valoarea nominală C	0,9 C	1,1 C

Tabela 3

Parametru	Condiţii de funcţionare	Valoare
Tranzistor EFT–307		
I_C, mA	la $\underline{T}$ şi $U_{CE} = -0{,}3$ V	9
I_{CBO}, μA	la $\overline{T}$ şi $U_{CB} = -6$V	24
I_{EBO}, μA	la $\overline{T}$ şi $U_{EB} = -6$V	16
h_{21E}	la $\underline{T}$, $I_C = 9$ mA şi $U_{CE} = -0{,}3$ V	28
U^0_{BE}, V	la $\overline{T}$ şi $I_{EO} = 0$	+0,15
U^1_{BE}, V	la $\underline{T}$, $I_B = 0{,}9$ mA şi $U_{CE} = -0{,}3$ V	−0,36
$\overline{U}^1_{BE}$, V	la $\underline{T}$, $I_B = 0{,}32$ mA şi $U_{CE} = -0{,}3$ V	−0,31
$\underline{U}^1_{BE}$, V	la $\overline{T}$, $I_B = 0{,}515$ mA şi $U_{CE} = -0{,}3$ V	−0,24
$\underline{U}_{CE}$, V	la $\underline{T}$, $I_B = 0{,}32$ mA şi $I_C = 9$ mA	−0,12
$\overline{\tau}_C$, ns	[14]	43
$\overline{\tau}_{(sat)}$, μs	[13]	1,5
$[h_{21E\,(sat)}/h_{12E}]$	[14]	0,67
Diodă cu germaniu EFD–110		
$\overline{I}_{iGe}$, μA	la $\underline{T}$ şi $U_{iGe} = 2$ V	3,2
$\underline{I}_{iGe}$, μA	la $\underline{T}$ şi $U_{iGe} = 2$V	0,4
$\overline{I}_{iGe}$, μA	la $\underline{T}$ şi $U_{iGe} = 6$V	9
I_D, mA	la $\overline{T}$	2,6
$\underline{U}_{dGe}$, V	la $\underline{T}$ şi $I_{dGe} = 1{,}2$ mA	0,44
Diodă cu siliciu DR–101		
$\overline{I}_{iSi}$, nA	la $\underline{T}$, $U_{iSi} = 4$V	60
$\underline{I}^0_{dSi}$, μA	la $\underline{T}$, $\underline{U}_{dSi} = 0{,}42$ V	5,5
$\underline{U}^1_{dSi}$, V	la $\underline{T}$, $I_{dSi} = 0{,}57$ mA	0,66

Mărirea numărului de elemente ŞI comandate de INVERSOR se poate face micşorînd pe N şi mărind rezistenţa R_C sau înlocuind grupul de la intrare $R_A \| C_A$ printr-o diodă cu siliciu şuntată de condensator.

Pentru valorile numerice şi $M = 24$ ecuaţia (4) devine :

$$\frac{9}{28} + \frac{6{,}12+0{,}31}{0{,}903\cdot 39} + \frac{6{,}12+4{,}2}{0{,}903\,R_2} + \\ + (24-1)\,0{,}00006 - 12\cdot 0{,}0004 - \\ - \frac{(-4{,}2-0{,}66)+11{,}76}{1\,111\cdot 11} = 0, \qquad (4')$$

de unde $R_2 = 122$ kΩ. Se alege $R_2 = 120$ kΩ.

Cu valorile găsite se verifică dacă condiţia de semnal 1, aplicat la intrarea tranzistorului T_1, asigură blocarea tranzistorului T_2, atît pentru $\overline{T}$, cît şi la $\underline{T}$.

Valoarea capacităţii de accelerare se obţine înlocuind valorile numerice din tabela 2 şi tabela 3 în (10), adică :

$$C_A = \frac{(9-2{,}6)\cdot 10^{-3}\cdot 43\cdot 10^{-9}(1-0{,}67)}{0{,}9\,(4{,}2-0{,}5)} + \\ + \frac{(0{,}515-2{,}6/1{,}32.60)\,10^{-3}\cdot 1{,}5\cdot 10^{-9}}{0{,}9\,(4{,}2-0{,}5)}, \qquad (10')$$

unde :

$$\overline{I}_B = \frac{4{,}2-0{,}24}{6{,}8\cdot 0{,}884} - \frac{5{,}88+0{,}24}{1{,}095\cdot 39} = 0{,}515\text{ mA}. \qquad (8')$$

Din (10) se găseşte $C_A = 254$ pF şi se ia $C_A = 240$ pF. Schema lanţului logic ŞI, SAU, INVERSOR, cu valorile nominale obţinute, este arătată în figura 13.

Comandînd acest lanţ de la un generator de unde pătratice cu $f = 100$ kHz, $R_G = 300$ Ω, $t_{fi} \leqslant 40$ ns, $t_{ri} \leqslant 40$ ns, la măsurările făcute la 25°C s-au găsit, pentru cazul cînd la ieşire lanţul logic n-are nici o sarcină, următoarele valori ale timpilor de comutaţie : $t_d = 0{,}18$ μs ; $t_r = 0{,}32$ μs ; $t_s = 0{,}08$ μs ; $t_f = 0{,}2$ μs. Rezultatele măsurărilor sînt destul de apropiate de mărimile găsite prin calcul. Calculul numeric al acestor timpi, precum şi al factorilor componenţi, fiind destul de laborios şi legat de condiţiile cele mai nefavorabile de funcţionare a lanţului, se găseşte tratat pe larg în [25, 26, 27].

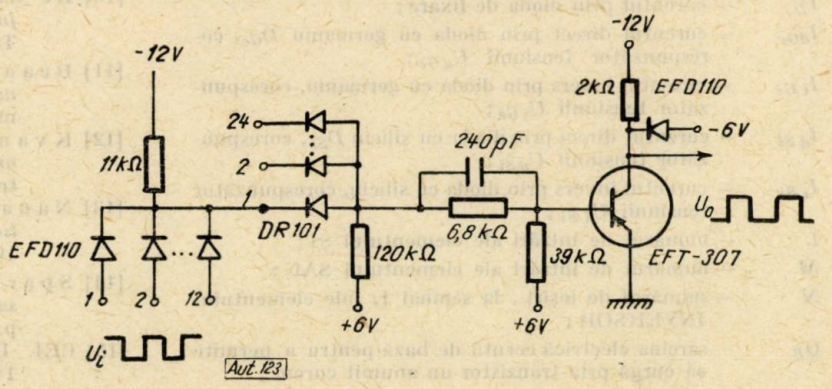


Fig. 13. Schema de principiu, cu valorile nominale, a lanţului logic ŞI, SAU, INVERSOR.

4. Concluzii

Proiectarea circuitelor logice ŞI, SAU, INVERSOR, precum şi a celorlalte elemente de comutaţie statică cu viteze medii de comutaţie, necesită cunoaşterea modului de funcţionare a tranzistorului în regim de comutaţie. Dacă calculul static este relativ simplu, calculul regimurilor tranzitorii se complică atît prin varietatea parametrilor care intră în joc, cît şi prin presupunerile care se fac.

Pentru ca proiectarea, corect făcută, să dea rezultatele dorite este necesar să se utilizeze materiale electronice cu un grad de siguranţă mărit în funcţionare, a căror variaţie în timp şi cu temperatura să corespundă limitelor considerate.

NOTAŢII

$C_{b'e}$ — capacitatea de tranziţie a joncţiunii emitor-bază;
$C_{b'c}$ — capacitatea de tranziţie a joncţiunii colector-bază;
C_{T22} — capacitatea integrală de ieşire a tranzistorului;
f — frecvenţa maximă de repetiţie a impulsurilor;
f_T — frecvenţa caracteristică a tranzistorului la care $|h_{21E}| = 1$;
h_{21E} — valoarea statică a raportului de transfer direct al curentului;
$h_{21E(sat)}$ — raportul curenţilor tranzitorii în regim de saturaţie;
I_B — curentul direct din circuitul bazei la timpul t_1;
I_{Bd} — curentul din circuitul bazei la timpul t_d;
I_{BS} — curentul din bază necesar pentru a duce tranzistorul la limita regiunii de saturaţie;
$I_{B(on)}$ — curentul mediu din bază în perioada tranzitorie blocat-deschis;
$I_{B(off)}$ — curentul mediu din bază în perioada tranzitorie deschis-blocat, cu capacitate de accelerare;
$I'_{B(off)}$ — curentul mediu din bază în perioada tranzitorie deschis-blocat, fără capacitate de accelerare;
I_{BL} — curentul rezidual din bază cînd ambele joncţiuni sînt polarizate invers;
I_C — curentul din colector la timpul t_1;
I_{CBO} — curentul rezidual al joncţiunii bază-colector, cu emitorul în gol;
I_{CO} — curentul din colector cînd ambele joncţiuni ale tranzistorului sînt polarizate în sens invers;
I_E — curentul din circuitul emitor;
I_{EBO} — curentul rezidual al joncţiunii bază-colector, cu colectorul în gol;
I_D — curentul prin dioda de fixare;
I_{dGe} — curentul direct prin dioda cu germaniu D_{Ge}, corespunzător tensiunii U_{dGe};
I_{iGe} — curentul invers prin dioda cu germaniu, corespunzător tensiunii U_{iGe};
I_{dSi} — curentul direct prin dioda cu siliciu D_{Si}, corespunzător tensiunii U_{dSi};
I_{iSi} — curentul invers prin dioda cu siliciu, corespunzător tensiunii U_{iSi};
L — numărul de intrări ale elementului ŞI;
M — numărul de intrări ale elementului SAU;
N — numărul de ieşiri, la semnal 1, ale elementului INVERSOR;
Q_B — sarcina electrică cerută de bază pentru a permite să curgă prin tranzistor un anumit curent;
$Q_{B(fixare)}$ — sarcina din bază, asociată cu curentul care curge iniţial prin dioda de fixare;
Q_C — sarcina stratului de barieră a joncţiunii colectorului, dependentă de excursia tensiunii bază-colector;
Q_{CD} — sarcina stratului de barieră a colectorului în intervalul de timp t_d;
Q_E — sarcina stratului de barieră a joncţiunii emitorului; cînd tensiunea pe ea se modifică de la blocare la conducţie;
Q_D — sarcina cîştigată de dioda cu siliciu cînd tensiunea de la intrare variază de la U_i^0 la U_i^1;
R_G — rezistenţa generatorului în care intră şi rezistenţa directă a diodei cu germaniu, cu siliciu, şi rezistenţa extrinsecă a bazei;
S — numărul de ieşiri, la semnal 0, ale elementului INVERSOR;
t_A — constanta de timp a circuitului de intrare;
t_0 — intervalul de timp cît tranzistorul conduce la saturaţie;
t_1 — intervalul de timp cît tranzistorul este blocat;
U_i^0 — tensiunea aplicată la intrare, corespunzătoare nivelului 0;
U_i^1 — tensiunea aplicată la intrare, corespunzătoare nivelului 1;
U_o^0 — tensiunea la ieşire, corespunzătoare nivelului 0;
U_o^1 — tensiunea la ieşire, corespunzătoare nivelului 1;
α_N — factorul de curent direct, în montajul BC;
α_I — factorul de curent invers, în conexiunea BC;
τ_C — factorul de timp al colectorului;
$\tau_{(sat)}$ — factorul timpului de desaturare.

BIBLIOGRAFIE

[1] Richards, R. *Arithmetic operations in digital computers.* Princeton, 1955.
[2] Pressman, A. *Design of transistor circuits for digital computers.* New York, 1961.
[3] *Circuit blocks for digital equipment* (combi element). Mullard Equipment Limited.
[4] *La technique Brown Boveri de la commande électronique,* În: Revue Brown Boveri, nr. 10—11, 1960.
[5] *Opérateurs fonctionnels à semiconducteur.* CSF.
[6] De Troye, N., Bongenaar, W. *Worst-case considerations in designing logic circuits.* În: Electronic application, nr. 4, 1963—1964, p. 125.
[7] Moisil, Gr. *Scheme cu comandă directă cu contacte şi cu relee.* Bucureşti, Ed. Acad. R.P.R., 1959.
[8] Roehr, W., Bailey, D. *Transistor switches: the best design for the worst case.* In: Electronic design, 16 august, 1963, p. 52.
[9] Beaufoy, R., Sparkes, T. *The junction transistor as a charged controlled device.* In: Autom. telephone elec. journal, nr. 4 (octombrie), 1957, p. 340.
[10] Le Can, C., Hart, K., De Ruyter, C. *The junction transistor as a switching device.* Philips Technical Library, 1962.
[11] Beaufoy, R. *Transistor switching circuit design using the charge control parameters.* În: Proc. IEE, mai 1959, p. 1085.
[12] Kvamme, F. *Using charge concepts in transistor analysis of transistor switching circuits.* În: Electronic design, 16 şi 28 august 1963, p. 64, 46.
[13] Nanavati, R. *Prediction of storage time in junction transistor.* In: IRE trans., vol. ED—7, nr. 1, 1960, p. 9.
[14] Sparkes, J. *The measurement of transistor transient switching parameters.* În: Proc. IEE, mai 1959, p. 562.
[15] CEI. Dispositifs à semiconducteurs, publication nr. 147—2.

[16] Thorpe, D. *Rapid design of switching circuits using new designer's data sheet.* În : Electronic design, 19 iulie 1963, p. 46.
[17] Drăgănescu, M. *Circuite cu tranzistoare.* Bucureşti, Ed. tehnică, 1961.
[18] Hwang, Y., Cleverley, D., Monsour, D. *Transistor switching speed from base storage charges and their life times.* În : Electronic design, 15 martie şi 12 aprilie 1961, p. 52, 50.
[19] Nanavati, R., Wilfinger, R. *Predicting transistor storage time for nonstep, quasi-voltage inputs.* În : IRE trans., vol. ED—9, nov 1962, p. 492.
[20] Kuno John, H. *Rise and fall time calculations of junction transistor.* În : IRE trans., vol. ED—11, april 1964, p. 151.
[21] Wolbers, G. *Transient performance of transistors of the alloy type.* În : Electronic application, nr. 4, 1963—1964, p. 137.
[22] Walston, J., Miller, J. *Transistor circuit design.* New York.
[23] Stepanenko, I. *Osnovi teorii tranzistorov i tranzistorih shem.* Moscova, 1963.
[24] Sesco. *Manuel d'application électronique industrielle.* Paris, 1962.
[25] IPA. *Elemente de comutaţie statică UNILOG tip B, proiect „circuit ŞI".*
[26] IPA. *Elemente de comutaţie statică UNILOG tip B, proiect „circuit SAU".*
[27] IPA. *Elemente de comutaţie statică UNILOG tip B, proiect „circuit INVERSOR".*
[28] IPRS. *Catalog de tranzistoare şi de diode.*
[29] Grollet, D. *Measurement of semiconductor diode transient characteristics.* În : Mullard techn. communications, aug 1961, nr. 50, p. 385.
[30] Raisanen, W. *Computing recovery effects in diode switches.* În : Electronic design, 29 mart 1963, p. 50.

Ing. ŞT. BARTZER

Automatizarea reaprinderii excitaţiei redresorului cu mercur de tipul R.M.N.V. 500 x 6 pentru cazuri particulare

1. Prezentarea problemei

Lucrarea de faţă tratează o problemă de automatizare izvorîtă din practica de exploatare a redresorului cu vapori de mercur de tipul R.M.N.V.—500 × 6, în funcţiune la substaţia de tracţiune electrică urbană nr. 4 din Timişoara.

Procesele de aprindere şi de excitaţie a acestui redresor sînt comandate prin intermediul elementelor dulapului de comandă de tipul Ş.R.V.—20—I. Din schema acestui dulap de comandă s-a reprezentat, în figura 1, numai partea privind comanda aprinderii şi excitaţiei redresorului. Pentru simplificare, în figura 1 s-a reprezentat numai una din cele 6 cuve monoanodice ale redresorului.

Elementele principale din această schemă sînt :

Cv — cuva monoanodică a redresorului ;

Tr — transformatorul de alimentare al instalaţiei de aprindere şi excitaţie, avînd :
A—X, *B—Y*, *C—Z* — înfăşurările primare ;
A3 — C3 — bornele înfăşurării secundare de aprindere ;
1B1 — 1B2 ÷ 6B1 — 6B2 — cele 6 înfăşurări secundare de excitaţie cu prizele mediane 10 ÷ 60 ;

K — bara colectoare legată la catod şi care se află la potenţialul de +600 V ;

A — ampermetrul pentru măsurarea curentului total de excitaţie ;

CE1 ÷ CE6 — contactoarele pentru comanda aprinderii şi excitaţiei celor 6 cuve, acţionate de curentul de excitaţie a cuvei respective ;

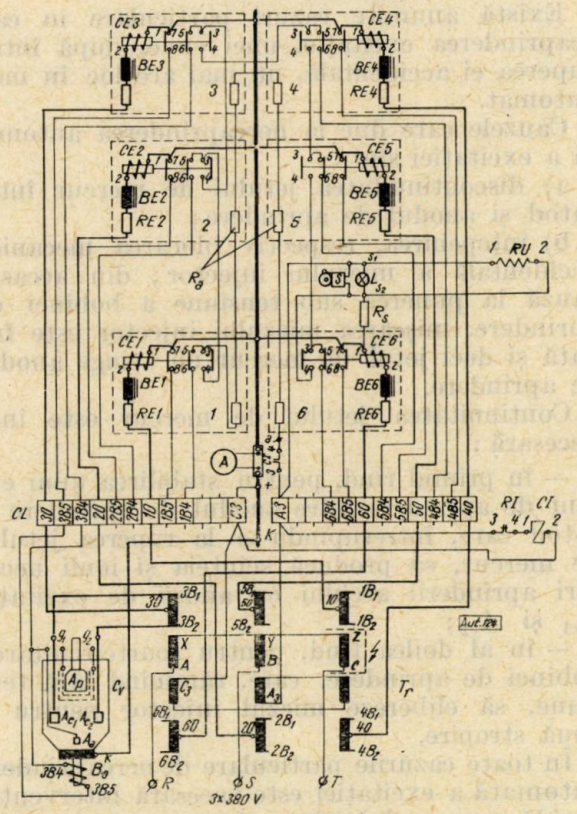


Fig. 1. Schema de comandă a aprinderii şi excitaţiei redresorului R.M N.V. — 500 × 6. Dulapul de comandă Ş.R.V.— 20 — I.

BE1 ÷ *BE6* şi *RE1* ÷ *RE6* — bobinele de şoc, respectiv rezistenţele de limitare a curentului de excitaţie;
R_a — rezistenţele de limitare a curentului de aprindere;
L şi *S* — lampa de semnalizare optică, respectiv soneria de semnalizare acustică a întreruperii excitaţiei cuvelor redresorului;
R_s — rezistenţa adiţională din circuitul de semnalizare;
CL — şirul clemelor de legătură.

Pentru aprinderea excitaţiei, redresorul R.M.N.V.—500 × 6 este prevăzut cu un sistem de stropire a mercurului catodului *K* spre anodul de aprindere A_a. Jetul de mercur între catod şi anodul de aprindere se stabileşte în momentul punerii sub tensiune a bobinei de aprindere B_a, cînd aceasta îşi atrage brusc miezul injector.

Prin construcţie, sistemul de aprindere este astfel conceput încît, în cazul întreruperii excitaţiei la una din cuve, ea se restabileşte în mod automat prin comanda dată de elementele dulapului de comandă. Cauzele care pot duce la întreruperea accidentală a excitaţiei sînt multiple, dar excitaţia se poate întrerupe şi în cazul unei exploatări normale a redresorului. În toate cazurile însă, probabilitatea stingerii excitaţiei este cu atît mai mare cu cît curentul de sarcină a redresorului este mai mare.

Există anumite cazuri particulare în care reaprinderea excitaţiei unei cuve, după întreruperea ei accidentală, nu mai are loc în mod automat.

Cauzele care duc la nereaprinderea automată a excitaţiei sînt:

a) discontinuitatea jetului de mercur între catod şi anodul de aprindere;

b) înţepenirea, respectiv blocarea mecanică accidentală a miezului injector; din această cauză la punerea sub tensiune a bobinei de aprindere, mişcarea miezului injector este frînată şi deci jetul de mercur nu atinge anodul de aprindere.

Continuitatea jetului de mercur este însă necesară:

— în primul rînd, pentru stabilirea unui curent de aprindere între anodul de aprindere şi catod care, întrerupîndu-se la ruperea jetului de mercur, să producă scînteia şi ionii necesari aprinderii arcului cu anozii de excitaţie A_{e1} şi A_{e2};

— în al doilea rînd, pentru scurtcircuitarea bobinei de aprindere, care, rămînînd fără tensiune, să elibereze miezul injector pentru o nouă stropire.

În toate cazurile particulare de nereaprindere automată a excitaţiei este necesară intervenţia rapidă a personalului de exploatare pentru restabilirea excitaţiei prin comanda manuală. În aceste cazuri este necesar să se deconecteze întreaga excitaţie şi să se conecteze din nou pînă la amorsarea tuturor cuvelor. Acest lucru înseamnă însă scoaterea din funcţiune de fiecare dată a redresorului.

Dacă, după întreruperea ei accidentală, excitaţia unei cuve nu se restabileşte în mod automat, atunci bobina de aprindere a cuvei respective rămîne în continuare sub tensiune. Dacă nu se intervine suficient de rapid, bobina de aprindere se supraîncălzeşte şi în cele din urmă se arde. Rezultatul este scoaterea din funcţiune a redresorului pentru un timp mai lung.

La substaţia de redresare nr. 4 din Timişoara s-au ars, în felul descris, 3 bobine de aprindere.

S-a constatat că aceste cazuri particulare sînt foarte frecvente la o alimentare cu tensiune scăzută din reţeaua de înaltă tensiune, cînd s-au înregistrat 7—10 nereaprinderi automate ale excitaţiei pe zi, care au necesitat intervenţia personalului de exploatare.

2. Realizarea automatizării reaprinderii excitaţiei redresorului pentru cazuri particulare

În scopul automatizării reaprinderii excitaţiei redresorului şi pentru cazurile particulare analizate au fost necesare completări şi modificări în schema dulapului de comandă Ş.R.V.—20—I, aşa cum reiese din schemele reprezentate în figurile 1 şi 2.

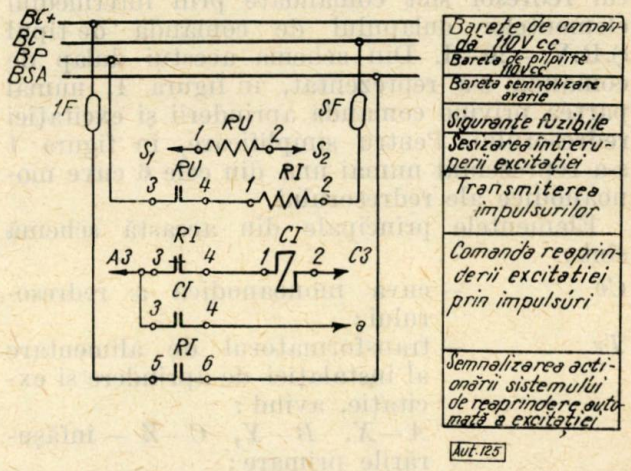


Fig. 2. Schemă desfăşurată de comandă pentru reaprinderea automată a excitaţiei în cazuri particulare.

Se constată că sînt necesare în plus următoarele elemente:

1) Un releu de tensiune *RU* de tipul RT—1—1B cu rol de element de sesizare a întreruperii excitaţiei în oricare din cuvele redresorului. Bobina releului de tensiune este legată la bornele S_1 şi S_2, în paralel cu elementele de semnalizare *L* şi *S* ale dulapului de comandă. Ea

rămîne sub tensiune atît timp cît este întreruptă excitaţia la una din cuvele redresorului.

2) Un releu intermediar *RI* de tipul RI—IP cu rol de element de transmitere a impulsurilor de comandă obţinute, prin intermediul contactului *RU*(3 — 4) al releului de tensiune, de la bareta de pîlpîire *BP*, existentă în substaţie.

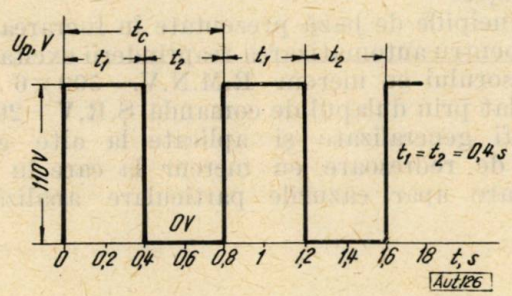


Fig. 3. Forma tensiunii pîlpîitoare.

Variaţia în timp a tensiunii pîlpîitoare de comandă este reprezentată în figura 3.

În timpul acţionării instalaţiei de reaprindere automată a excitaţiei, releul intermediar *RI* îşi atrage armătura în ritmul tensiunii pîlpîitoare, adică de circa 75 — 80 ori/min. Prin intermediul contactului normal deschis *RI* (5—6) al releului intermediar se pune sub tensiune bareta de semnalizare de avarie *BSA* existentă în substaţie, realizînd astfel semnalizarea prin hupă a acţionării instalaţiei.

3) Un contactor intermediar *CI* pentru 220 V c.a. cu rol de element de comandă, asigurînd reaprinderea excitaţiei oricărei cuve prin impulsuri de tensiune date asupra bobinei de aprindere de la cuva în cauză.

Bobina contactorului intermediar este conectată, prin intermediul contactului normal închis *RI* (3—4) al releului intermediar, la bornele înfăşurării secundare de aprindere *A3*—*C3*. La funcţionare normală, bobina contactorului intermediar este în permanenţă sub tensiune.

În circuitul de aprindere, între punctele „*a*" şi *A3* s-a intercalat contactul normal deschis *CI* (3—4) al contactorului intermediar. În schema originală a dulapului de comandă punctul „*a*" este legat direct la borna *A3*.

La funcţionarea normală a excitaţiei, starea elementelor schemei din figurile 1 şi 2 este următoarea :

— toate cele 6 contactoare *CE1* ÷ *CE6* sînt acţionate, bobinele lor fiind parcurse de curentul de excitaţie a cuvei respective ;

— punctele S_1 şi S_2 fiind scurtcircuitate de contactele normal deschise 3—4 ale contactoarelor *CE1* ÷ *CE6*, bobina releului de tensiune *RU* (1—2) nu este sub tensiune ;

— bobina releului intermediar *RI* (1—2) nefiind alimentată, bobina contactorului intermediar *CI*(1—2) se află sub tensiune şi deci contactul *CI*(3—4) este închis ;

— contactul *RI*(5—6) fiind deschis, hupa nu sună.

Concluziile generale prezentate mai jos rezultă din analizarea amănunţită a modului de funcţionare a instalaţiei de automatizare în următoarele situaţii posibile în exploatare :

1) întreruperea excitaţiei la una din cuvele redresorului ;

2) întreruperea excitaţiei simultan la două sau mai multe cuve ;

3) întreruperea excitaţiei la o cuvă în perioada în care, în vederea reaprinderii automate a excitaţiei, instalaţia acţionează asupra unei cuve cu număr mai mic ;

4) întreruperea excitaţiei la o cuvă în perioada în care, în vederea reaprinderii automate a excitaţiei, instalaţia acţionează asupra unei cuve cu număr mai mare.

3. Concluzii

Principiile de bază şi avantajele esenţiale care au constituit condiţiile pentru satisfacerea cărora s-a conceput instalaţia de automatizare prezentată pot fi rezumate în felul următor :

— principiul de funcţionare constă în darea de impulsuri asupra instalaţiei de aprindere a cuvei cu excitaţia întreruptă, deconectînd şi conectînd bobina de aprindere în ritmul tensiunii pîlpîitoare pînă la reaprinderea excitaţiei. Deconectarea bobinei de aprindere trebuie să asigure eliberarea miezului injector, astfel încît acesta să fie pregătit pentru o nouă stropire în momentul conectării din nou a bobinei ;

— în toate situaţiile de funcţionare, acţiunea de reaprindere automată a excitaţiei se exercită numai asupra cuvelor cu excitaţia întreruptă, bobinele de aprindere ale celorlalte cuve nefiind afectate de impulsurile de reaprindere ;

— acţiunea se exercită succesiv asupra bobinelor de aprindere în ordinea crescîndă a numărului de ordine a cuvelor, chiar dacă excitaţia se întrerupe simultan la mai multe cuve ;

— întreruperea excitaţiei la una sau mai multe cuve este semnalizată continuu prin lampa de semnalizare *L* şi soneria *S* ;

— acţionarea instalaţiei automate pentru reaprinderea excitaţiei în cazurile particulare este semnalizată în mod special prin semnale scurte date prin hupă în ritmul tensiunii pîlpîitoare.

Avantajele esenţiale ale sistemului de automatizare prezentat :

1) existenţa unui sistem unic de sesizare a întreruperii şi de comandă a reaprinderii excitaţiei la oricare din cele 6 cuve ale redresorului, ceea ce asigură o realizare simplă ;

2) selectarea cuvei cu excitaţia întreruptă dintre toate celelalte cuve în funcţiune, în vederea aplicării acţiunii de reaprindere automată a excitaţiei numai la această cuvă ;

3) înlocuirea totală a intervenţiei omului pentru restabilirea excitaţiei cuvelor, atît la toate întreruperile accidentale din timpul exploatării, cît şi la darea comenzii de punere în funcţiune a redresorului;

4) prin lichidarea cazurilor accidentale de nereaprindere a excitaţiei cuvelor, care se soldează totdeauna cu avarii, se asigură posibilitatea automatizării complete a redresorului;

5) deoarece funcţionarea instalaţiei este semnalizată prin sistemul general de semnalizare acustică de avarie din substaţie, se poate realiza foarte simplu telesemnalizarea.

În final trebuie arătat că sistemul de automatizare prezentat în lucrarea de faţă a fost experimentat cu rezultate bune, începînd cu luna decembrie 1961, la substaţia de redresare nr. 4 din Timişoara.

Importanţa aplicării lucrării pentru asigurarea securităţii şi continuităţii funcţionării redresorului a fost demonstrată mai ales în situaţiile de alimentare cu tensiune scăzută din reţea.

Principiile de bază prezentate în lucrarea de faţă pentru automatizarea reaprinderii excitaţiei redresorului cu mercur R.M.N.V.—500×6 comandat prin dulapul de comandă Ş.R.V.—20—I pot fi generalizate şi aplicate la alte grupuri de redresoare cu mercur la care în exploatare apar cazurile particulare analizate.

Ing. C. ILIE

Controlul centralizat actual în extracţia ţiţeiului

Automatizarea extracţiei ţiţeiului şi a gazelor asociate în ţara noastră s-a bucurat în ultima vreme de o deosebită atenţie din partea Ministerului Petrolului şi a institutelor de specialitate, atît ale acestui minister, cît şi ale Ministerului Industriei Construcţiilor de Maşini.

În cele ce urmează ne propunem să examinăm soluţiile care s-au realizat şi experimentat pentru controlul centralizat al extracţiei ţiţeiului [4], [7], [8] şi, în continuare, să expunem unele propuneri asupra direcţiei în care se consideră că vor trebui să se dezvolte aceste automatizări.

Sondele de extracţie a ţiţeiului sînt răspîndite pe suprafeţe întinse cu reliefuri diferite. Fiecare sondă constituie o instalaţie de sine stătătoare şi, pentru automatizare, a fost necesară o centralizare a informaţiilor într-un punct de unde să se urmărească funcţionarea lor. Această centralizare a fost numită „controlul centralizat al sondelor de ţiţei".

Primul sistem de control centralizat a fost aplicat la schela Boldeşti, la un număr de 13 sonde. Acesta consta în supravegherea funcţionării sondelor prin următoarele comenzi şi informaţii de la postul central, denumit şi dispecer: telecomanda pornirii şi opririi motorului de pompare; obţinerea teledinamogramei efortului în prăjina lustruită, în funcţie de cursă; obţinerea teleelectrogramei, adică variaţia curentului absorbit în funcţie de cursă a motorului electric; obţinerea presiunii maxime şi minime în conducta de amestec; semnalizarea funcţionării motorului; semnalizarea de avarie, care se referă la depăşirea sau scăderea presiunii în conducta de amestec şi oprirea nedorită a motorului; legătura telefonică bilaterală. S-au întrebuinţat pentru fiecare parametru două fire. La postul dispecer, valorile parametrilor erau semnalizate sau indicate pe aparatele montate pe un pupitru.

Rezultatele experimentale obţinute au fost mulţumitoare; cu ajutorul teledinamogramei citite pe ecranul unui osciloscop, montat în panou, s-au putut determina ruperi de prăjini la sonde; s-au realizat telecomenzi pentru pornirea şi oprirea sondelor ce funcţionau cu program. Pe baza analizei rezultatelor obţinute s-a trecut la perfecţionarea sistemului, realizîndu-se un nou sistem de transmisie, tot pe circuite fizice, însă de zece ori mai puţine decît în primul sistem. Acest nou sistem a fost aplicat la un număr de 60 de sonde, tot în schela Boldeşti. Parametrii controlaţi şi telecomenzile au rămas aceiaşi ca la primul sistem. Dar faţă de acesta s-a obţinut o reducere a preţului de cost al instalaţiei pe sonda controlată. Astfel, instalaţia pentru telecontrolul unei sonde în primul sistem necesită investiţii de 72 000 lei, iar în cazul sistemului cu fire puţine, aceste investiţii au fost de numai 42 000 lei pe sondă.

Din aceste experimentări a rezultat că partea preponderentă în preţul de cost al instalaţiei de control rezultă din sistemul de transmisie de informaţii. Pentru reducerea costului şi pentru unele perfecţionări tehnice au fost necesare cercetări îndelungate şi s-a conceput un sistem de telemecanică în frecvenţă, la început pe o reţea generală de trei fire care, chiar la faza prototip, a fost transformată într-o reţea generală de două fire (fig. 1). Parametrii controlaţi de la dispecer şi telecomenzile transmise la sondă au rămas aceiaşi care erau prevăzuţi în programul iniţial, cu deosebirea că s-a introdus în automatica locală un traductor

inerţial care avea rolul de a opri unitatea de pompare la ruperea prăjinilor de pompaj.

Nivelul tehnic al aparaturii a crescut. Trebuie menţionat, în legătură cu aceasta, faptul că majoritatea aparaturii s-a executat cu elemente de comutaţie statică. În ce priveşte investiţia pe sondă, s-a constatat însă o creştere importantă. Această investiţie a crescut de la 42 000 lei la aproape 60 000 lei. Cauza acestei creşteri se explică prin faptul că, deşi s-a obţinut o economie importantă prin reducerea numărului de fire la liniile de telemecanică, costul a depăşit economiile astfel obţinute, datorită complexităţii aparaturii.

Din analiza rezultatelor obţinute cu sistemele experimentate se pot trage următoarele concluzii :

a) toate sistemele au scos în evidenţă avantaje tehnice şi, în parte, şi economice ale controlului centralizat în extracţia ţiţeiului ;

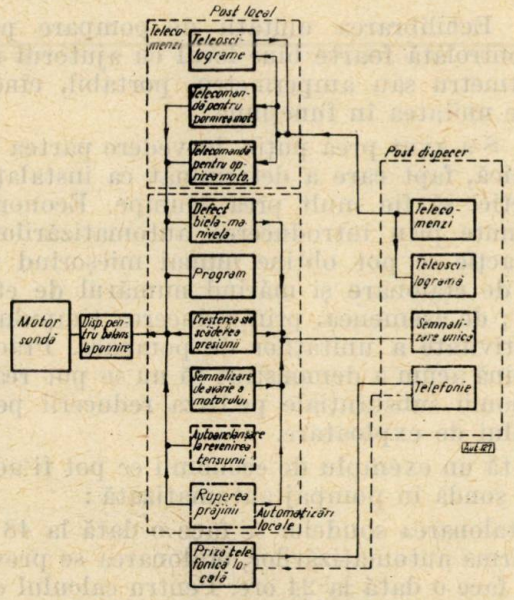


Fig. 1. Schema-bloc de automatizare actuală a sondelor.

b) a reieşit necesitatea intensificării automatizării extracţiei ţiţeiului ;

c) instalaţiile sînt încă scumpe, ceea ce face ca recuperarea investiţiilor de automatizare să se facă în perioade foarte lungi care depăşesc termenele uzuale admise ;

d) programul de automatizare este foarte încărcat, ceea ce a determinat ca aparatura de telemecanică să fie foarte complexă ; condiţiile de exploatare pentru această aparatură complexă sînt foarte severe, pentru că aparatura de pe teren se află în dulapuri metalice, instalate în aer liber ; aceasta are ca rezultat deranjamente care pot fi frecvente şi dificil de înlăturat ;

e) personalul nu se poate reduce decît într-o măsură relativ mică, în schimb pentru întreţinerea şi exploatarea instalaţiilor de automatizare trebuie prevăzut personal de specialitate, cu calificare medie şi superioară, astfel că fondul de salarii practic nu scade ;

f) datele furnizate asupra parametrilor controlaţi nu sînt toate concludente, mai ales în ce priveşte teledinamograma. Asupra acestei

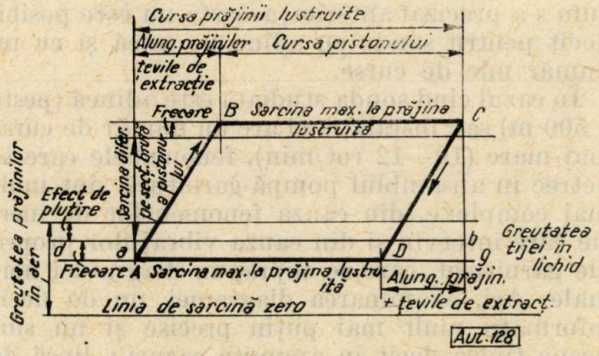


Fig. 2. Diagramă ideală de dinamometrare.

importante probleme urmează unele examinări mai amănunţite.

Diagrama ideală, luată la o sondă care lucrează cu un număr orar de curse extrem de mic, în care caz nu intervin în mod accentuat forţele de inerţie, are forma unui paralelogram (fig. 2). Linia $a-b$, trasată la scara diagramei, reprezintă greutatea prăjinilor în aer, minus scăderea de greutate $c-d$, corespunzătoare efectului de plutire, deci greutatea prăjinilor scufundate în lichid. Diagrame de acest tip se întîlnesc uneori la sonde cu adîncime mică şi cu un număr de 5—6 curse/min.

Dacă viteza creşte, intervin fenomene de inerţie, deformînd această diagramă. În figura 3 este reprezentată o diagramă în care apare efectul inerţiei, care provoacă o rotaţie a diagramei.

La viteze mari intervin şi vibraţiile proprii ale prăjinilor, care deformează şi ele diagrama tip.

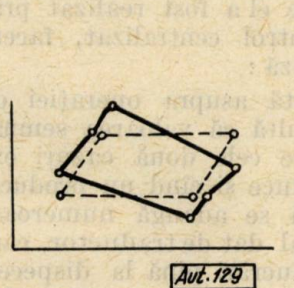


Fig. 3. Efectele inerţiei asupra diagramei de dinamometrare.

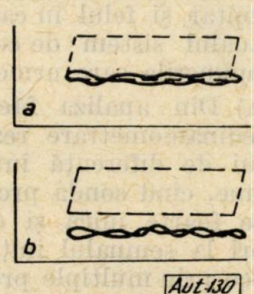


Fig. 4. Diagrama unei sonde arătînd o rupere a prăjinilor de pompare.

Figura 4 reprezintă diagrama unei ruperi de prăjini. În acest caz, diagrama se reduce la o buclă strîmt orizontală. Poziţia acestei curbe faţă de linia care reprezintă greutatea prăjinilor dă indicaţii asupra adîncimii punctului de rupere. Diagrama *a* corespunde unei ruperi

aproape de piston şi diagrama *b* reprezintă ruperi aproape de mijlocul garniturii.

Din cele arătate se vede că o examinare atentă a diagramelor de dinamometrare a unei sonde şi compararea lor cu diagrama ideală, în formă de paralelogram, pot da informaţii preţioase asupra funcţionării pompei. Dar, aşa cum s-a precizat anterior, aceasta nu este posibil decît pentru sonde cu adîncime mică şi cu un număr mic de curse.

În cazul cînd sonda studiată este adîncă (peste 1 500 m) sau instalaţia ei are un număr de curse mai mare (10—12 rot/min), fenomenele care se petrec în ansamblul pompă-garnitură sînt mult mai complexe, din cauza fenomenelor de inerţie care intervin şi din cauza vibraţiilor proprii ale garniturii, care se suprapun diagramei normale. Aci, examinarea diagramei nu dă decît informaţii mult mai puţin precise şi nu sînt forme tipice decît în anumite cazuri: lipsă de nivel, blocarea pompei cu gaze etc. În general, acesta este cazul sondelor în pompaj de la noi din ţară unde sondele importante au de obicei adîncimi mai mari decît 1 500 m.

Faţă de rezultatele obţinute şi trecînd la analiza oportunităţii şi eficacităţii tehnologice a telecomenzilor şi a parametrilor controlaţi, se constată următoarele:

a) telecomanda opririi şi pornirii unităţii de pompaj cu pauză poate fi înlocuită cu un dispozitiv programator care să facă parte din automatica locală;

b) de la teledinamogramă se aşteaptă indicaţii asupra producţiei sondei, dar atît diferenţa foarte mică dintre efortul dat de cursa ascendentă cînd sonda produce şi cînd sonda nu produce, cît şi erorile ce se adaugă la semnalul iniţial pînă la redarea lui la dispecer, fac ca aceasta să nu fie decît orientativă la sonde cu adîncimi mici şi cu totul nesatisfăcătoare la sondele cu adîncimi mari.

Examinînd critic programul de supraveghere adoptat şi felul în care el a fost realizat prin actualul sistem de control centralizat, facem propunerile care urmează:

a) Din analiza făcută asupra operaţiei de teledinamometrare rezultă că valoarea semnalului de diferenţă între cele două cazuri extreme, cînd sonda produce şi cînd nu produce, este foarte mică şi că se adaugă numeroase erori la semnalul iniţial dat de traductor, care trece prin multiple prelucrări pînă la dispecer. La aceasta se adaugă instabilitatea sistemului datorită perturbaţiilor introduse de descărcările electrice, variaţiile de temperatură etc.

De remarcat că teledinamometrarea a servit, la început, şi la depistarea sondelor cu ruperi de prăjini la puţ, ceea ce constituie un mare avantaj pentru extracţie; pentru această depistare însă în prezent s-a montat în automatizarea locală un traductor inerţial care, în momentul ruperii coloanei de prăjini, opreşte unitatea de pompare şi semnalizează la dispecer avaria. Aşa cum s-a văzut, teledinamometrarea serveşte la obţinerea de date calitative asupra debitului de lichid al unităţii de pompare. Aceste date se obţin mult mai uşor şi mai eficient cu ajutorul unui traductor de debit, care opreşte unitatea de pompare cînd debitul de lichid încetează. Traductorul de debit poate fi montat la parc.

b) Un alt parametru folosit la controlul centralizat este teleelectrograma, care ne dă indicaţii asupra echilibrului unităţii de pompare. Din analiza teledinamometrării rezultă că unitatea de pompare în timpul funcţionării practic nu se dezechilibrează. Diferenţa dintre sarcină, cînd sonda produce şi cînd nu produce, în ultimă instanţă rezultă din presiunea din conducta de amestec, care este în general sub 100 kg; în consecinţă, se poate considera că teleelectrograma unităţii de pompare este inutilă.

Echilibrarea unităţii de pompare poate fi controlată foarte bine local cu ajutorul unui wattmetru sau ampermetru, portabil, cînd se pune unitatea în funcţiune.

c) S-a avut prea puţin în vedere partea economică, fapt care a determinat ca instalaţiile, practic, să fie mult prea scumpe. Economiile obţinute prin introducerea automatizărilor în extracţie se pot obţine numai micşorînd timpul de etalonare şi mărind numărul de etalonări; de asemenea, prin reducerea timpului de inactivitate a unităţilor de pompare. Practica de pînă acum a demonstrat că nu se pot realiza economii substanţiale pe baza reducerii personalului de exploatare.

Iată un exemplu de economii ce pot fi aduse la o sondă în pompaj automatizată:

Etalonarea sondelor se face o dată la 48 ore. În urma automatizărilor, etalonarea se prevede a se face o dată la 24 ore. Pentru calculul creşterii de producţie se foloseşte relaţia $Q_s = q_n \bar{d} \cdot t_e \cdot N_p \cdot N_s$ t/an, indicată de I.C.F.E., în care: Q_s este creşterea debitului pe an; q_n — debitul mediu pe sondă, t/24 h; $\bar{d}$ — scăderea debitului pe sondă în raport cu producţia normală (pentru $\bar{d}$ s-a luat 0,15 ca valoare medie a cifrelor valabile în cîmpurile de sonde româneşti, $q_n = 5$ t/24 h); N_p — 6, numărul mediu al schimbului de pompe şi pistoane pe sondă an; N_s — numărul sondelor controlate.

Pe baza acestei formule şi a datelor experimentale de la noi se obţin următoarele economii:

— creştere de producţie prin micşorarea timpului de etalonare 4,5 t/an lei 990;
— creştere de producţie prin reducerea întreruperilor 7,5 t/an lei 1 650,
adică creşteri de producţie anuală de lei 2 640.

Dacă se raportează la investiţiile necesare automatizării unei sonde (aşa cum s-a indicat

mai sus, 60 000 lei), rezultă că amortizarea cheltuielilor de automatizare s-ar face în :

$$\frac{60\,000}{2\,640} = 22{,}7 \text{ ani.}$$

Această cifră arată că nu se poate merge mai departe pe principiile actuale de automatizare, ele fiind nerentabile.

În consecinţă, în cele ce urmează se propun cîteva sisteme simplificate de automatizare şi unele direcţii de urmat.

1. Controlul centralizat al unei sonde de extracţie a ţiţeiului

Acest control se reduce la :

— informare asupra funcţionării instalaţiei de suprafaţă şi de adîncime a sondei ;

— informare asupra producţiei de ţiţei a unităţilor de pompare individuale ;

— centralizarea informaţiilor de la mai multe unităţi de pompare la un punct dispecer.

Instalaţia care răspunde cerinţelor controlului centralizat se compune din două părţi distincte :

— automatizarea locală ;

— transmiterea informaţiilor la distanţă.

Automatizarea locală

Automatizarea locală cuprinde :

a) traductorul inerţial care are rolul de a opri unitatea de pompare la ruperea prăjinilor ce acţionează pompa de adîncime ;

b) traductorul de asimetrie, montat pe cadrul ce face legătura dintre capul balansierului şi contragreutăţile de pe arborele motor ; la ruperea sau la deformarea cadrului, traductorul opreşte unitatea de pompare ;

c) traductorul de presiune, montat pe conducta de amestec, care semnalizează sau opreşte unitatea de pompare la ieşirea presiunii din limitele prestabilite ;

d) traductorul de debit, montat pe conducta de amestec ; acesta are rolul de a opri unitatea de pompare cînd nu mai produce lichid sau cînd scade sub o anumită limită prestabilită ;

e) la sondele de pompaj cu program se introduce un programator care are rolul să pornească unitatea de pompare după un timp prestabilit de la oprirea unităţii din lipsă de debit ;

f) contactorul, care este prevăzut cu dispozitiv de autoanclanşare la revenirea tensinii.

Transmiterea informaţiilor la distanţă

La distanţă se transmite un semnal de avarie centralizat, furnizat de oprirea unităţii de pompare sau de presiunea maximă din conducta de amestec.

La oprirea unităţii de pompare se transmite un semnal electric prin intermediul unui oscilator local acordat, pe o anumită frecvenţă, prin linia de legătură telefonică (toate unităţile de pompare sînt prevăzute cu linie telefonică) la postul dispecer, unde, acustic şi optic, semnalizează şi indică sonda avariată pe un panou cu poziţia unităţilor.

Dispecerul, prin echipele de intervenţie sau prin oamenii de pe şantier, ia măsurile corespunzătoare de înlăturare a avariilor.

Avantajele sistemului de automatizare propus

Noul sistem prezintă avantaje prin simplitatea lui. Totodată prezintă şi avantaje economice faţă de sistemele existente, şi anume : dintr-un calcul estimativ rezultă că investiţiile pe sondă vor fi de 17—19 000 lei. Aceste valori de investiţie trebuie comparate cu valorile de 50—60 000 lei, investiţia pe baza sistemului actual.

Principalele avantaje ale acestui sistem sînt următoarele :

a) siguranţă mare în funcţionare ;

b) personal de întreţinere redus şi cu calificare medie ;

c) informaţii precise asupra funcţionării şi producerii de ţiţei a unităţilor de pompare ;

d) cheltuieli reduse de investiţii pentru instalaţia de control centralizat.

2. Deplasarea centrului de greutate al programului de automatizare de la sondă la parcul de colectare şi separare

Deplasarea constă în (fig. 5) :

— montarea la sondă a traductorului inerţial care, la ruperea prăjinilor, opreşte unitatea de pompare ;

— montarea unui manometru cu contacte pe conducta de amestec care, la depăşirea valorii presiunii, de asemenea opreşte unitatea de pompare ;

— montarea unui traductor de curgere pe conducta de amestec, înainte de intrarea ei în claviatura parcului ; acesta are rolul de a semnaliza şi de a da comanda de închidere a ventilului sondei. În felul acesta automatizarea locală transmite semnalul la distanţă prin intermediul traductorului de debit care semnalizează lipsa curgerii ţiţeiului, datorită opririi unităţii de pompare sau altor factori de avarie.

Investiţiile necesare sînt de aproximativ 5 000 lei (cu caracter informativ).

Raportînd la calculele de economii, care după cum s-a arătat se ridică la suma aproximativă de 2 640 lei, rezultă că recuperarea se face în circa 2 ani.

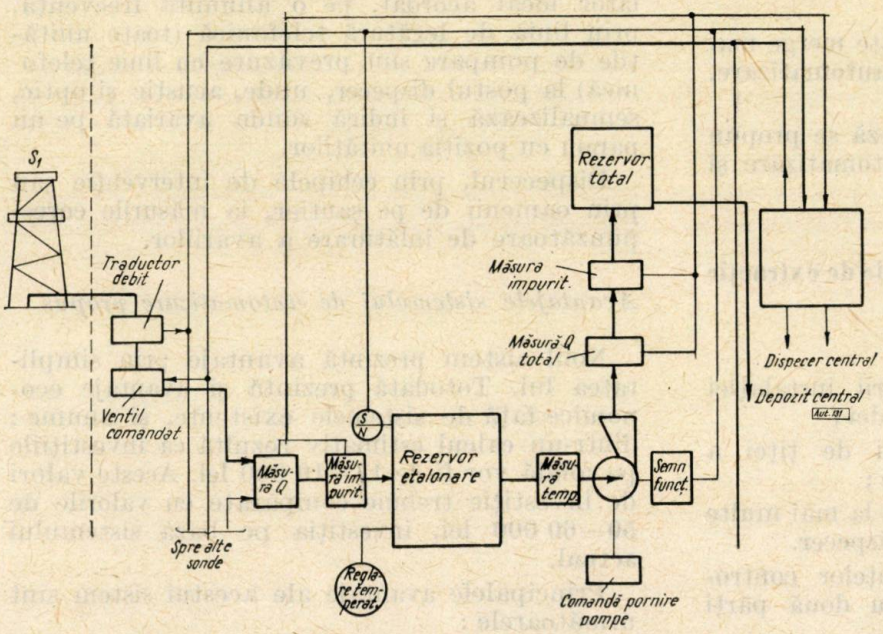


Fig. 5. Supravegherea automată a unui grup de sonde prevăzut cu automatizare în principal la parc.

3. Transportul ţiţeiului şi gazelor asociate în sistem închis

Acesta trebuie realizat încă de la construirea parcurilor, în noile şantiere petroliere, deoarece introducerea automatizării complexe trebuie să se facă în strînsă legătură cu modernizarea procedeelor tehnologice existente şi cu adoptarea lor pentru şantierele moderne de colectare, tratare şi transport al ţiţeiului şi gazelor în sistem închis.

Într-o astfel de instalaţie complexă se efectuează operaţiile de colectare, separare şi etalonare a ţiţeiului, tratarea termică şi chimică a ţiţeiului, tratarea apei în vederea injectării în zăcămînt, separarea şi purificarea gazelor.

Programul de automatizare în prima parte (colectarea, separarea şi etalonarea) este asemănător cu programul prezentat în figura 5, cu unele deosebiri, şi anume :

Programarea sondelor la etalonare se face automat ; se face măsurarea debitului de ţiţei brut şi net cu ajutorul unui bloc de scădere a conţinutului de impurităţi, cum şi captarea şi măsurarea debitului de gaze degajate. De remarcat că toate informaţiile (măsuri, semnalizări de funcţionare şi avarie) se transmit şi se afişează la un dispecer de parc care funcţionează fără supraveghere. La dispecerul central se transmite numai o semnalizare nediscriminată în caz de avarie ; automatizarea locală în aceste cazuri comandă oprirea sondei, rămînînd însă afişată la dispecerul de parc cauza avariei.

Ţiţeiul de la parc, după separarea primară, este trimis într-un separator lichid gaze. De aici ţiţeiul trece la instalaţia de tratare ţiţei, gazele trec în instalaţia de purificare, iar apa şi cu ceea ce rezultă din instalaţia de tratare a ţiţeiului, în instalaţia de tratare a apei.

Cantitatea de ţiţei rezultată după separare este măsurată cu ajutorul unui debitmetru volumetric. Tot aici se măsoară şi cantitatea de impurităţi. Impulsurile acestor aparate sînt introduse într-un bloc de scădere, din care rezultă cantitatea de ţiţei curat.

După instalaţia de tratare se montează un aparat pentru controlul calităţii ţiţeiului. Cînd acesta nu este în conformitate cu calitatea prescrisă, intră în funcţiune dispozitivul de comandă automată şi introduce ţiţeiul în recirculare în instalaţie. Toate informaţiile se afişează pe un panou la dispecer.

Costul automatizării în acest caz constituie circa 4% din totalul investiţiilor şi se realizează o dată cu construirea parcului.

În *concluzie*, din analiza sistemelor actuale de control centralizat al extracţiei ţiţeiului şi gazelor asociate reiese că nici unul nu se justifică în suficientă măsură tehnic şi economic deoarece :

a) numărul de parametri controlaţi şi transmişi la dispecer este prea mare şi fără o eficienţă practică deosebită (teledinamograme şi teleelectrograme) ;

b) nu s-a avut în vedere încă de la cercetare şi proiectare eficienţa economică, fapt care a făcut ca instalaţiile, practic, să fie nerecuperabile ;

c) instalaţiile de automatizare sînt prea complexe, ceea ce atrage după sine o siguranţă scăzută în funcţionare ;

d) personalul pentru exploatare şi întreţinere trebuie să fie de calificare medie şi superioară ;

e) sistemele, datorită complexităţii mari pe care o prezintă, nu pot fi incluse în automatizarea totală a cîmpurilor de extracţie.

Noile concepţii propuse prezintă avantaje nete faţă de realizările pînă în prezent, caracterizîndu-se prin simplitate, siguranţă mare în funcţionare, precizie mare în informaţiile furnizate ; sînt ieftine, ceea ce face ca recuperarea investiţiilor să se realizeze în timp scurt.

BIBLIOGRAFIE

[1] Ivankov, P. A. *Avtomatizaţia glubinonasosnih ustanovok.* Moscova, 1960.
[2] Racoveanu, N., Dumitrescu, I., Tertişco, M. *Telewaltmetru pentru sondele în pompaj de adîncime.* In: Buletinul I.P.G.G., vol. III, 1962.
[3] Evghenide, C. *Studiu privind extinderea proceselor de automatizare în schelele de extracţie a ţiţeiului pe baza experienţei obţinute la schela Boldeşti.* Întocmit de I.C.F.E. — Cîmpina.
[4] Evghenide, C. *Folosirea dinamografului pentru stabilirea producţiei sondelor în pompaj.* In: Petrol şi gaze, nr. 6 şi 7, 1955.
[5] Kublanovski, I. V. *Avtomatizaţia, telemehanizaţia dobîci nefti.* Moscova, 1959.
[6] Evghenide, C., Ionescu, D. *Stabilirea timpului optim de schimbare a pompelor de adîncime.* In: Petrol şi gaze, nr. 3 şi 4, 1956.
[7] Cegalea, A., Enache, D. *Studiu tehnic privind scheme tehnologice noi şi instalaţii de automatizare complexe.* Întocmit de I.C.F.E. — Cîmpina.
[8] *Studii şi proiecte pentru automatizarea extracţiei ţiţeiului la schelele petroliere din Moineşti şi Moşoaia,* întocmite de IPA.
[9] Falk, O. In: *Journal of the Institute of petroleum,* ian 1956.
[10] Fairbanks, W. I. In: *Oil and gas journal,* 12 sept 1960.
[11] Stephenson, E. B. In: *Oil and gas journal,* 22 aug 1960.
[12] *Manualul inginerului petrolist.* Bucureşti, Ed. tehnică, 1957.
[13] Drăgotescu, N., Rosen, V. *Tendinţe moderne în proiectarea parcurilor de separatoare de gaze-ţiţei în şantiere.* In: Petrol şi gaze, nr. 5, 1962.

Dr. mat. D. VAIDA

Limbajul algoritmic elaborat de grupul GAMS

Grupul de lucru GAMS (Grupa Avtomatizaţii Programirovaniia dlia Maşin Srednevo Tipa), constituit din reprezentanţi ai Academiilor din Republica Populară Bulgaria, Republica Socialistă Cehoslovacă, Republica Democrată Germană, Republica Populară Polonă, Republica Socialistă România, Republica Populară Ungară şi Uniunea Sovietică, a luat fiinţă în cadrul unei colaborări multilaterale între Academiile citate, în domeniul problemelor ştiinţifice ale tehnicii calculului.

Grupul se ocupă de automatizarea programării calculatoarelor electronice, şi anume atît de efectuarea de studii şi cercetări, cît şi de stimularea schimbului de informaţii în acest domeniu.

Primul obiectiv pe care şi l-a propus grupul GAMS a fost acela de a elabora un standard pentru descrierea algoritmică a proceselor de calcul.

În acest sens, membrii grupului au avut în vedere anumite categorii de probleme care se înscriau în cadrele preocupărilor reprezentate de ei. Totodată s-au avut în vedere anumite agregate de calcul pentru rezolvarea acestor probleme.

Limbajul algoritmic adoptat a fost denumit ALGAMS.

Acest limbaj este rezultatul discutării în grupul GAMS a unui proiect elaborat de un colectiv sub conducerea lui A. Mazurkiewicz şi prezentat grupului GAMS de către delegaţia Republicii Populare Polone [1].

Proiectul a fost discutat şi îmbunătăţit la consfătuirile de lucru ale grupului GAMS de la Sofia (octombrie 1963), Bucureşti (aprilie 1964), Varşovia (octombrie 1964) şi Berlin (martie 1965). Am participat la aceste consfătuiri de lucru în cadrul unei delegaţii a Academiei Republicii Socialiste România.

Articolul de faţă constituie o prezentare a limbajului algoritmic elaborat de grupul GAMS. Fără a fi un document oficial al grupului, prezentarea se înscrie în prevederea din protocolul consfătuirii de lucru de la Berlin menţionate, prin care toare Academiile reprezentate sînt rugate să iniţieze o dezbatere largă a limbajului ALGAMS în ţările respective. În conformitate cu această prevedere se urmăreşte informarea tuturor acelora care se ocupă de programarea şi de utilizarea calculatoarelor electronice asupra posibilităţilor limbajului algoritmic propus.

În lucrarea prezentă sînt luate în considerare numai acele teme care figurează în conţinutul raportului revizuit asupra limbajului algoritmic ALGOL 60 [2]. În consecinţă, nu ne ocupăm de procedurile de intrare şi ieşire.

Introducere

După formularea problemei de calcul în termeni matematici şi după stabilirea metodei numerice adecvate, programarea rezolvării problemei la un calculator electronic necesită descrierea întregului proces de calcul într-un limbaj accesibil maşinii.

Un mod de a satisface această necesitate este acela de a scrie programul în codul calculatorului. În acest mod de lucru se convine să se reprezinte fiecare element al procesului de calcul cu ajutorul unui grup de caractere, rezultat printr-o codificare şi denumit instrucţiune. Programul în cod va consta într-un şir de instrucţiuni pe care calculatorul le execută nemijlocit, pe baza unei decodificări. Parcurgînd

în întregime lista instrucţiunilor, maşina de calcul ajunge la rezultatul căutat.

Forma programului, denumită program în cod, rezultă prin aplicarea următoarelor două principii fundamentale :

a) operaţiile sînt reprezentate nu prin notaţia matematică uzuală, ci printr-un cod specific calculatorului ;

b) datele, rezultatele şi, în general, unităţile de informaţie necesare pentru rezolvarea problemei date sînt localizate în calculator prin adrese.

Programarea în cod descrisă provoacă unele dificultăţi. În primul rînd, un atare program constituie o descriere algoritmică a procesului de calcul foarte depărtată de descrierea matematică uzuală şi, în general, legată exclusiv de o anumită maşină de calcul. Din acest motiv, descifrarea unui program în cod este foarte grea şi programul este atît de legat de particularităţile agregatului de calcul încît nu poate constitui baza unui schimb de informaţii între doi matematicieni, lucrînd la maşini de calcul deosebite. În al doilea rînd, din practică, se constată că programarea în cod favorizează apariţia greşelilor, în special în etapa b.

Limbajele algoritmice de descriere a proceselor de calcul au apărut pentru a înlătura dificultăţile semnalate ale programării în cod, şi anume ca trepte intermediare între codul calculatorului şi limbajul matematic uzual. În termenii limbajului algoritmic, programul se apropie considerabil de descrierea matematică uzuală. Din acest motiv, citirea unui program se face fără dificultăţi, iar programarea este independentă de particularităţile maşinii de calcul cu care lucrăm. În acest fel, schimbul de informaţii dintre matematicienii lucrînd la diferite calculatoare este favorizat. Mai mult decît atît, un acelaşi program poate fi utilizat la mai multe maşini de calcul. Pe de altă parte, din practică se constată că programarea într-un limbaj algoritmic se face cu mai puţine greşeli decît programarea în cod şi că ajustarea şi modificarea unui program se simplifică.

Aceste considerente de principiu şi de ordin practic fac ca în concepţia actuală, pentru utilizatori, calculatorul să fie înlocuit cu limbajul algoritmic în care se face programarea.

În ultimul timp, limbajele algoritmice se bucură de un interes independent de tehnica calculului la o maşină electronică, deoarece permit o prezentare mai exactă şi mai completă a unui algoritm decît permite matematica, cu notaţiile ei clasice. În acest fel, limbajele algoritmice constituie baza schimbului de informaţii cu privire la metodele de calcul numeric.

În momentul de faţă, modelul oricărui limbaj algoritmic de descriere a proceselor de calcul îl constituie limbajul ALGOL (revizuit) (*algoritmic language*) [2], [3].

Unităţile fundamentale ale unui limbaj algoritmic sînt denumite operatori. Un operator desemnează o etapă a procesului de calcul, constituită dintr-un grup determinat de operaţii. Un exemplu de operator fundamental îl constituie operatorul de atribuire, care desemnează grupul de operaţii legate de calculul unei expresii.

În programarea într-un limbaj algoritmic intervine noţiunea de procedură. Procedura desemnează o etapă a procesului de calcul care se repetă în decursul acestuia, pentru diferite valori ale parametrilor. În esenţă, noţiunea de procedură este analogă cu aceea de rutină din programarea în cod.

Utilizarea unui limbaj algoritmic la un calculator este posibilă numai dacă există un program translator. Acesta este un program care se bucură de proprietatea că poate traduce sau converti orice program scris în limbajul algoritmic, în programul corespunzător scris în codul calculatorului. Acesta din urmă este executat în continuare de către maşina de calcul.

În cele ce urmează intervine noţiunea de declarare. Declarările sînt unităţi ale programului fără valoare operaţională. Ele informează programul translator asupra cantităţilor care intervin în procesul de calcul prin enumerarea acestora şi prin indicarea unor proprietăţi permanente ale lor.

Aspecte preliminarii

Dacă se face abstracţie de funcţiile şi de procedurile standard, atunci limbajul ALGAMS se prezintă ca o restricţie a ALGOL-ului din [2], în sensul că orice program scris în ALGAMS este, în acelaşi timp, un program scris în ALGOL şi are acelaşi înţeles în ambele limbaje.

Pe de o parte, restricţiile adoptate vizează eliminarea unor aspecte neclare şi încă discutate ale limbajului ALGOL ; pe de altă parte, se urmăreşte simplificarea programului translator.

În limbajul ALGAMS, descrierea sintactică foloseşte formalismul lui J. W. Backus [4], bazat pe utilizarea formulelor metalingvistice.

Interpretarea unei formule metalingvistice poate fi explicată cu ajutorul exemplului următor [2, 1. 1.] :

$$< \text{ab} > : : = (\mid [\mid < \text{ab} > (\mid < \text{ab} > < \text{d} >.$$

Şirurile de caractere cuprinse între parantezele < > reprezintă variabile metalingvistice cu valori şiruri de simboluri ; notaţia : := are sensul expresiei „este prin definiţie", iar notaţia | are înţelesul „sau". Într-o formulă, juxtapunerea elementelor înseamnă juxtapunerea şirurilor respective reprezentate.

În acest fel, formula de mai sus defineşte în mod recursiv valorile variabilei denumite ab.

O atare valoare este prin definiţie (sau [sau se obţine dintr-o valoare a variabilei ab, adăugînd la sfîrşit simbolul (sau scriind în continuare o valoare a variabilei denumite d. Dacă :

< d > : : = 0 | 1 | 2 | 3 | 4 | 5 | 6 | 7 | 8 | 9,

deci dacă valorile lui d sînt cifrele zecimale, atunci ab poate lua valorile următoare :

[(((1 (3 7 (
(1 2 3 4 5 (
(((
[8 6.

Un al doilea exemplu de definiţie a unei noţiuni sintactice cu ajutorul unei formule metalingvistice este următorul :

<identificator> : : = <literă> | <identificator> <literă> | <identificator> <cifră>.

În conformitate cu formula metalingvistică de mai sus, un identificator este prin definiţie o literă sau se poate obţine dintr-un alt identificator prin adăugarea la sfîrşit a unei litere sau a unei cifre. Se mai poate spune că un identificator este un grup de caractere dintre care primul caracter este o literă.

Într-un program, variabilele sînt desemnate prin identificatoare. Aceste variabile sînt simple sau grupuri de variabile, de tipul unui vector sau al unei matrice. Un grup de variabile este denumit masiv (ARRAY). Se remarcă faptul că denumirea variabilelor simple sau a masivelor poate fi aleasă în conformitate cu anumite reguli mnemotehnice, ceea ce uşurează descifrarea programelor. De exemplu, construcţiile X1, SOLUŢIE, Discriminant sau Ion pot fi identificatoarele asociate unor variabile simple. De asemenea, Mozart poate fi identificatorul asociat unui masiv format de variabile Mozart [1], Mozart [2],..., Mozart [100], denumite variabile indexate, din motive evidente.

În cele ce urmează, va interveni noţiunea de substituţie după nume (call by name) care necesită o explicaţie. În ALGOL se pot folosi proceduri care sînt declarate (definite) o singură dată într-un program şi care pot interveni în diferitele etape ale procesului de calcul, pentru diferite şiruri finite de parametri efectivi (argumente concrete). Dacă un parametru formal este înlocuit de către parametrul efectiv, punînd, în locul parametrului formal, parametrul efectiv în paranteze, ori unde aceasta este permis din punct de vedere sintactic, atunci se spune că parametrul formal în chestiune este substituit după nume.

Substituţia după nume apare în contrast cu substituţia după valoare (call by value). În acest ultim caz se calculează valoarea parametrului efectiv şi cu rezultatul numeric obţinut se lucrează mai departe.

Un şir de operatori delimitat de simbolurile BEGIN (început) şi END (sfîrşit) constituie un operator compus. Din punct de vedere practic, operatorul compus este o însuşire de operatori care acţionează ca un singur operator. Un alt exemplu de operator este blocul. Blocul este un operator compus în care apare un şir de declarări, după simbolul BEGIN

Pentru a ne putea referi la anumite etape ale procesului de calcul şi deci la anumiţi operatori, se utilizează marcajul. Marcajul este un reper asociat unui anumit operator şi despărţit de acesta prin :.

Caracteristicile limbajului ALGAMS

În cele ce urmează, toate afirmaţiile relative la ALGAMS iau ca punct de referinţă limbajul SUBSET ALGOL 60 (IFIP) [5], care este o restricţie a ALGOL-ului (revizuit), stabilită de către grupul de lucru WG2.1 IFIP.

ALGAMS-ul coincide cu acest standard internaţional, luat ca termen de comparaţie, în afară de punctele I—IV de mai jos, reprezentînd caracteristicile ALGAMS-ului.

În limbajul ALGAMS,

I) Se renunţă la restricţiile 3.3.4.3. (ridicarea la putere) şi 4.7.3.2. (substituţia după nume) din [5].

După cum se ştie, dacă avem o ridicare la putere de forma a ↑ i şi dacă atît baza a cît şi exponentul i sînt de tip întreg (INTEGER), atunci, în conformitate cu 3.3.4.3., este necesar ca i să fie un întreg fără semn, în cazul contrar rezultatul fiind nedefinit. Pe lîngă eliminarea acestei restricţii, se renunţă la o limitare relativă la substituţia după nume, şi anume la 4.7.3.2., în care se cere ca în cazul substituţiei după nume parametrul efectiv corespunzător celui formal să fie ori un identificator ori o succesiune (STRING).

Limbajul ALGAMS este orientat către aplicaţiile care comportă utilizarea unor calculatoare medii cu memoria cu două nivele — memoria operativă şi memoria auxiliară. Ca urmare,

II) Se introduc noţiunile de identificator exterior şi de identificator al memoriei şi se modifică, în mod corespunzător, definiţia noţiunii de masiv.

În conformitate cu premisa enunţată trebuie introduse următoarele două definiţii :

<identificator exterior> : := EX | <identificator exterior> <literă> | <identificator exterior> <cifră> ;

<identificator al memoriei> : : = MEM |
<identificator al memoriei> <literă> |
<identificator al memoriei> <cifră>.

În rezumat se poate spune că identificatorul exterior, respectiv identificatorul memoriei, este un identificator care începe cu grupul EX, respectiv MEM.

În acord cu aceste definiţii se defineşte noţiunea de masiv.

Pentru formulele sintactice de mai sus semantica este următoarea: dacă identificatorul unui masiv începe cu literele EX, atunci masivul va fi introdus în memoria auxiliară; dacă identificatorul masivului începe cu literele MEM, atunci masivul ocupă locaţii determinate în memoria operativă.

Conceptele introduse permit descrierea formală a proceselor de calcul în care apar operaţii de schimb al informaţiei între memoria operativă şi cea auxiliară. În acest mod, memoria în ansamblu poate fi utilizată mai eficient, avînd totodată evidenţa explicită a conţinutului.

Plecînd de la structura generală a unui program în ALGOL — asamblare de blocuri — în limbajul ALGAMS,

III) Se introduc noţiunile de parte şi de identificator al unei părţi şi se modifică, în mod corespunzător, definiţia noţiunii de bloc.

În conformitate cu premisa enunţată trebuie introduse următoarele două definiţii:
<identificator al unei părţi> : : = PART |
<identificator al unei părţi> <literă> |
<identificator al unei părţi> <cifră>;
<parte> : : = <identificator al unei părţi>:
<operator compus> | <identificator al unei părţi> : <bloc>.

În acord cu aceste definiţii, noţiunea de bloc va avea o nouă formulă sintactică.

În fine, a patra caracteristică a limbajului ALGAMS este în legătură cu orientarea practică a acestuia.

IV) Se includ 11 funcţii şi proceduri standard, care facilitează programarea şi permit descrierea formală a operaţiilor în legătură cu utilizarea bibliotecii de programe standard.

În conformitate cu premisa enunţată sînt introduse următoarele 8 funcţii standard:

DIV (E1, E2), pentru SIGN (E1/E2) x ENTIER (ABS (E1/E2));
RES (E1, E2), pentru E1 — DIV (E1, E2) x E2;
TANG (E);
ARCSIN (E);
ARCCOS (E);
ARC (E1, E2), pentru arc tg E1/E2, cu valori în $[0,2\pi]$;
MAX (E1, E2,..., EN);
MIN (E1, E2,..., EN).

Se observă că numărul parametrilor nu este în mod necesar fixat, în sensul că în cursul programului, pentru o funcţie standard, numărul parametrilor actuali poate varia.

În limbajul ALGAMS mai sînt incluse 3 proceduri standard, şi anume STOP, LIBRARY (bibliotecă) şi COPY (copie).

Procedura STOP este definită prin formula sintactică următoare:
<operatorul de procedură stop> : : = STOP (<succesiune>).
Procedura STOP determină oprirea calculului şi o semnalizare corespunzătoare (de exemplu, se arată locul în care a intervenit oprirea).

Procedura LIBRARY este definită prin formula sintactică următoare:
<operatorul de procedură a bibliotecii> : : = LIBRARY (<succesiune>, <lista parametrilor efectivi>).
Procedura LIBRARY permite utilizarea bibliotecii de programe standard. De exemplu, putem avea LIBRARY ('INTEGRAL', A, B, F, EPSILON).

Procedura COPY este definită prin formula sintactică următoare:
<operatorul de procedură copiere> : : = COPY (<variabilă>, <variabilă>, <expresie aritmetică>).
Procedura COPY permite atribuirea lexicografic consecutivă a valorilor primei variabile celei de a doua variabile. Numărul elementelor copiate este definit prin ultimul argument.

Din cele de mai sus se deduce că limbajul ALGAMS este o extensiune a limbajului ALGOL 60 [6].

BIBLIOGRAFIE

[1] *Opredelenie iazîka ALGAMS po otnoşeniiu k SUBSET ALGOL.* Varşovia, Inst. mat. maş., Polskoi Akad. Nauk, 1965 (sub tipar).

[2] Naur, P. *Revised report on the algorithmic language ALGOL 60.* In: Num. Math., 4, 5 (1963), p. 420—453; Comm. ACM, 6, 1 (1963), p. 1—17; Computer jour., 5, 4 (1963), p. 349—367.

[3] Baumann, R., Feliciano, M., Bauer, F. L., Samelson, K. *Introduction to ALGOL.* Englewood (N. J.), Prentice-Hall, 1964.

[4] Backus, J. W. *The syntax and semantics of the proposed international algebraic language of the Zürich ACM-GAMM conference.* Information processing, Proceedings of ICIP, Paris, 15—20 iunie 1959. Paris, UNESCO, 1960, p. 125—132.

[5] *Report on SUBSET ALGOL 60 (IFIP).* In: Comm. ACM, 7, 10 (1964), p. 626—628.

[6] Vaida, D. *Limbajul de programare automată elaborat de grupul GAMS* (Lucrările grupului GAMS în domeniul programării automate). Bucureşti, Institutul de fizică atomică, 1965.

Ing. C. MIRON şi ing. M. IOANOVICIU

Circuit de comandă operaţională îmbunătăţit pentru calculatorul Anca

În ultima vreme folosirea calculatoarelor analogice electronice se răspîndeşte din ce în ce mai mult, ele pătrunzînd în aproape toate domeniile de activitate tehnico-ştiinţifică. Ţinînd seamă de această tendinţă generală, la secţia din Cluj a Institutului de fizică atomică s-a realizat în 1960 un calculator analogic de mică proporţie, ANCA [1]. În anii care au urmat, acest calculator a fost dezvoltat prin construirea de elemente neliniare, dintre care unele de concepţie originală [2]. De asemenea, de la darea lui în funcţiune în prima formă, calculatorul ANCA a fost utilizat la rezolvarea a diferite probleme, în special de cercetare tehnică şi ştiinţifică, de exemplu [1], [3]. În toată perioada aceasta s-a dovedit că atît concepţia care a stat la baza acestui calculator, cît şi modul de realizare constructivă, sînt corespunzătoare, asigurînd rezolvarea în bune condiţii a problemelor atacate. Au ieşit însă la iveală şi unele aspecte mai puţin elaborate, în special în ceea ce priveşte circuitul de comandă operaţională. Dată fiind utilitatea calculatorului ANCA, arătată mai sus, s-a conturat ca justificată încercarea de a perfecţiona aceste aspecte.

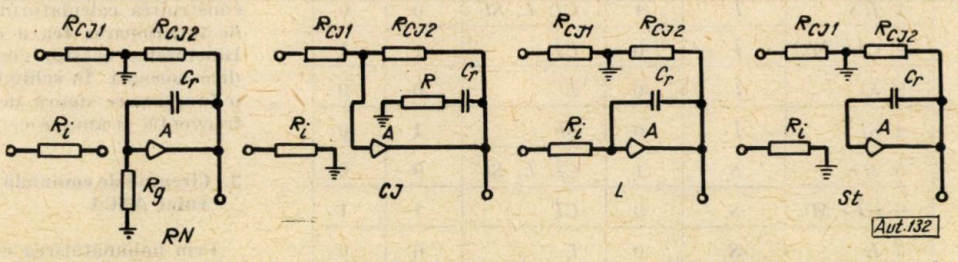


Fig. 1. Modurile (poziţiile) principale de funcţionare a amplificatoarelor operaţionale integratoare.

În lucrarea de faţă se prezintă întîi o analiză sumară a comenzii operaţionale a calculatoarelor analogice, după care se analizează comanda operaţională a calculatorului ANCA. În continuare se arată îmbunătăţirile aduse circuitului de comandă operaţională al calculatorului ANCA şi efectul lor asupra rezolvării problemelor.

1. Comanda operaţională a calculatoarelor analogice

Amplificatoarele operaţionale integratoare ale unui calculator analogic au în general trei moduri (poziţii) principale de funcţionare [4], [5]: „condiţie iniţială", „lucru" şi „stop", notate respectiv cu *CI*, *L* şi *St* în figura 1. Pentru trecerea dintr-o poziţie în alta, fiecare amplificator operaţional integrator este prevăzut cu două (uneori trei) relee, comandate de la pupitrul general de comandă al calculatorului.

Amplificatoarele operaţionale sumatoare au un singur mod principal de funcţionare, „lucru".

Pentru efectuarea unor operaţii auxiliare, amplificatoarele operaţionale au şi alte moduri de funcţionare, mai mult sau mai puţin numeroase. Astfel, în figura 1 este arătată şi poziţia „reglarea nulului", necesară la amplificatoarele care nu au stabilizare automată a nulului. Pentru măsurarea coeficienţilor (reglarea potenţiometrelor), la unele calculatoare este prevăzută o poziţie specială a comenzii generale şi se foloseşte un releu în plus în fiecare amplificator operaţional integrator [6], [7], [8]. Pentru măsurarea vitezei iniţiale de variaţie a tensiunii integratoarelor, la unele calculatoare recente este prevăzută poziţia „verificare statică", VS [6], [8], [9]. Realizarea ei se poate face pe două căi: a) se foloseşte un releu suplimentar şi un potenţiometru suplimentar pentru fiecare amplificator operaţional integrator [6]; b) se foloseşte un amplificator operaţional sumator rezervat acestui scop, şi un comutator (selector) suplimentar [8].

În afara celor enumerate aici, pot exista şi alte moduri de funcţionare, mai puţin importante şi, de aceea, întîlnite mai rar în construcţiile de calculatoare analogice.

2. Comanda operaţională a calculatorului ANCA

Pentru a înţelege unele aspecte ale comenzii operaţionale a calculatorului ANCA este necesar să se arate în prealabil că realizarea constructivă a calculatorului prezintă unele particularităţi. Aceste particularităţi au fost determinate de principiile directoare adoptate, pe de o parte, şi de tipurile de elemente de comandă şi comutare folosite, pe de altă parte.

Primul principiu adoptat se referă la protejarea cît mai bună a grilei primului tub din amplificatorul operaţional contra influenţelor nedorite, atît din exteriorul, cît şi din interiorul amplificatorului respectiv. Cauza principală a adoptării acestui principiu este valoarea mare a amplificării, care face ca amplificatorul să fie foarte sensibil la perturbaţiile din circuitul grilei primului tub. Măsurile luate constau în: realizarea unor legături de grilă ecranate şi cît mai scurte; evitarea aducerii circuitului de grilă în exteriorul şasiului amplificatorului respectiv; evitarea aducerii circuitului de grilă la elementele de comandă, comutare sau conectare, la care se aduce circuitul de ieşire al amplificatorului respectiv.

Al doilea principiu se referă la flexibilitatea amplificatoarelor operaţionale. Acestea sînt realizate ca elemente universale, care pot fi folosite fie ca sumatoare, fie ca integratoare. Cauza principală a adoptării acestui principiu este numărul mic de amplificatoare operaţionale existente (zece) şi deci necesitatea folosirii lor cît mai judicioase.

Ca elemente de comandă se folosesc chei telefonice (la comanda generală, pentru trecerea fiecărui amplificator operaţional în poziţia auxiliară *RN* şi pentru trecerea fiecărui amplificator operaţional din regim de sumator în regim

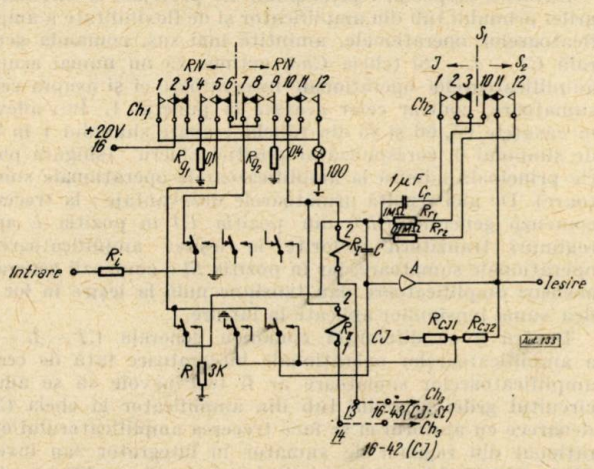


Fig. 2. Schema circuitului de comandă operaţională realizat iniţial.

de integrator sau invers). Ca elemente de comutare pentru realizarea trecerii dintr-o poziţie de funcţionare în alta, fiecare amplificator operaţional este prevăzut cu două relee electromagnetice.

În figura 2 este arătată schema de principiu a circuitului de comandă operaţională realizat iniţial. În tabela 1 sînt arătate stările elementelor de comandă şi comutare cores-

punzătoare celor patru moduri (poziţii) de funcţionare care pot fi realizate cu acest circuit. Cheia telefonică *Ch3* reprezintă cheia de comandă generală de pe pupitrul de comandă al calculatorului. Cheile *Ch1*, *Ch2* şi releele R_I şi R_{II} reprezintă cele două chei telefonice şi cele două relee electromagnetice aflate în fiecare amplificator operaţional.

Tabela 1

Poziţia generală 1	*Ch2* 2	*Ch1* 3	*Ch3* 4	R_I 5	R_{II} 6
1 *RN*	*İ*	1	*Cİ, L, St*	0	0
2 *Cİ+MC*	*İ*	0	*Cİ*	1	1
3 *L*	*İ*	0	*L*	0	0
4 *St*	*İ*	0	*St*	1	0
5 *RN*	*S*	1	*Cİ, L, St*	0	0
6 *Cİ+MC*	*S*	0	*Cİ*	1	1
7 *L*	*S*	0	*L*	0	0
8 *St*	*S*	0	*St*	1	0

Pentru notarea stărilor elementelor de comandă şi comutare s-au folosit simbolurile următoare :

— releu neacţionat . . . . . .0 ;
— releu acţionat . . . . . .1 ;
— cheia *Ch1* în poziţie axială (neacţionată) . .0 ;
— cheia *Ch1* în poziţia *RN* (acţionată) . . .1 ;
— cheia *Ch2* în poziţiile corespunzătoare funcţionării amplificatorului operaţional în regim de sumator *S* ;
— cheia *Ch2* în poziţia corespunzătoare funcţionării în regim de integrator . . . . . *I*.

Comutarea *CI — L — St* este generală pentru toate amplificatoarele operaţionale şi se realizează cu ajutorul cheii *Ch3*, iar trecerea în poziţia *RN* se face individual, cu ajutorul cheii *Ch1* de pe panoul fiecărui amplificator operaţional. Trecerea oricărei chei *Ch1* în poziţia *RN* (simbol convenţional 1) aduce amplificatorul operaţional respectiv în această poziţie, indiferent de poziţia cheii *Ch3* (*CI*, *L* sau *St*).

Datorită respectării principiilor de protejare a circuitului grilei primului tub din amplificator şi de flexibilitate a amplificatoarelor operaţionale, amintite mai sus, comanda generală *CI — L — St* (cheia *Ch3*) acţionează nu numai asupra amplificatoarelor operaţionale integratoare ci şi asupra celor sumatoare, contrar celor arătate la punctul 1. Într-adevăr în căsuţele 65, 66 şi 85 din tabela 1 apare simbolul 1 în loc de simbolul 0, corespunzător poziţiei „lucru" (singura poziţie principală admisă la amplificatoarele operaţionale sumatoare). De aici rezultă următoarele dezavantaje : la trecerea comenzii generale (*Ch3*) din poziţia *CI* în poziţia *L* apar regimuri tranzitorii nedorite la ieşirea amplificatoarelor operaţionale sumatoare, iar în poziţia *St* a comenzii generale, aceleaşi amplificatoare dau tensiune nulă la ieşire în loc să dea suma tensiunilor aplicate la intrare.

Pentru a se diferenţia comanda generală *CI — L — St* a amplificatoarelor operaţionale integratoare faţă de cea a amplificatoarelor sumatoare ar fi fost nevoie să se aducă circuitul grilei primului tub din amplificator la cheia *Ch2*, deoarece cu ajutorul ei se face trecerea amplificatorului operaţional din regimul de sumator în integrator sau invers. Cheia *Ch2* fiind legată la circuitul de ieşire al amplificatorului, aceasta ar fi însemnat însă aducerea circuitelor de grilă şi de ieşire la acelaşi element de comandă. Conform principiului de protejare a circuitului de grilă, arătat mai sus, acest lucru nu a fost admis. Aşa se explică faptul că, din principiu, soluţia adoptată în general pentru rezolvarea acestei probleme, care apare la amplificatoarele operaţionale universale [7], nu a putut fi folosită în cazul calculatorului ANCA.

Un alt dezavantaj al circuitului de comandă operaţională folosit iniţial constă în faptul că el nu permite realizarea verificării statice.

Trebuie menţionat însă că circuitul utilizat are şi un avantaj important : măsurarea coeficienţilor (reglarea potenţiometrelor) se face în poziţia *CI* a comenzii generale (*Ch3*), spre deosebire de [6], [7], [8], care prevăd în acest scop o poziţie specială de funcţionare şi folosesc cîte un releu suplimentar în fiecare amplificator operaţional.

După cum se poate observa în figura 2, semnalul de intrare trece prin patru perechi de contacte înainte de a ajunge în punctul de sumare. Pentru ca numărul mare de contacte în serie să nu provoace neplăceri, este necesar ca circuitul realizat să aibă o siguranţă ridicată în exploatare. În acest sens se menţionează faptul că, în cei cinci ani scurşi de la construirea calculatorului, nu au apărut defecţiuni cauzate de funcţionarea rea a contactelor releelor electromagnetice. Bineînţeles, acestor contacte li s-a făcut întreţinerea periodică normală. În schimb, contactele cheilor telefonice nu au o funcţionare sigură decît dacă li se face o întreţinere mai frecventă, şi anume cel puţin o curăţare pe trimestru.

3. Circuitul de comandă operaţională îmbunătăţit al calculatorului ANCA

Prin îmbunătăţirea comenzii operaţionale a calculatorului ANCA s-au urmărit două obiective principale : diferenţierea comenzii operaţionale a amplificatoarelor operaţionale sumatoare faţă de cea a amplificatoarelor integratoare, şi introducerea posibilităţii de verificare statică. S-a urmărit ca atingerea acestor obiective să se facă fără a pierde avantajele soluţiilor adoptate (amplificatoare operaţionale universale, lipsa unui releu special pentru măsurarea coeficienţilor etc.) şi fără a implica modificări importante ale instalaţiei existente. De asemenea, s-a urmărit ca această îmbunătăţire să nu necesite introducerea nici unui element suplimentar în schemă şi să nu ducă la o complicare a manevrelor de comandă.

Pentru realizarea cerinţelor impuse, stările elementelor din circuitul de comandă operaţională trebuie să fie cele arătate în tabela 2, unde în căsuţele 65, 66 şi 85 apare simbolul corect 0. Se observă că măsurarea coeficienţilor se va face acum în poziţia generală *RN* în loc de poziţia *CI*. Această schimbare a fost necesară deoarece, pentru măsurarea corectă a coeficienţilor, potenţiometrele de afişare trebuie să fie şuntate de rezistenţele de intrare în amplificatoarele operaţionale, lucru care are loc numai cînd releul R_I este atras (simbol 1).

Tabela 2

Poziţia generală 1	*Ch2* 2	*Ch1* 3	*Ch3* 4	R_I 5	R_{II} 6
1 *RN+MC*	*İ*	1	*Cİ*	1	0
2 *Cİ*	*İ*	0	*Cİ*	1	1
3 *L*	*İ*	0	*L*	0	0
4 *St*	*İ*	0	*St*	1	0
5 *RN+MC*	*S*	1	*Cİ*	1	0
6 *Cİ*	*S*	0	*Cİ*	0	0
7 *L*	*S*	0	*L*	0	0
8 *St*	*S*	0	*St*	0	0

Schema circuitului de comandă operaţională, care corespunde tabelei 2, este reprezentată în figura 3. Ea se deosebeşte de schema din figura 2 numai în ceea ce priveşte legăturile la contactele cheii *Ch2* şi la bobinele releelor R_I şi R_{II}.

Încercările experimentale, efectuate cu două amplificatoare operaţionale modificate conform schemei din figura 3, au arătat că funcţionarea fiecărui amplificator în parte este corectă. În schimb, funcţionarea lor simultană este nesigură în poziţia generală *St*.

În figura 4 sînt reprezentate circuitele bobinelor releelor în poziţia *St*, pentru două amplificatoare operaţionale, unul lucrînd în regim de sumator, iar celălalt în regim de integrator. Se observă că tensiunea aplicată releului R_I din amplificatorul operaţional integrator apare şi pe grupul format din celelalte trei relee legate în serie. Tensiunea aplicată în acest fel unui releu care nu ar trebui să fie acţionat este de 6,7 V (valoare obţinută prin calcul şi confirmată experimental). În cazul cel mai defavorabil, cînd din cele zece amplificatoare operaţionale existente nouă lucrează în regim de sumator şi unul în regim de integrator, pe releul R_{II} din integrator, care ar trebui să fie neacţionat, apare o tensiune de circa 16 V. Aceasta este comparabilă cu tensiunea nominală de acţionare, de 20 V. Prin urmare, amplificatoarele operaţionale se deranjează reciproc şi prezintă o anumită nesiguranţă în funcţionare. Din acest motiv, schema de comandă operaţională modificată este necorespunzătoare.

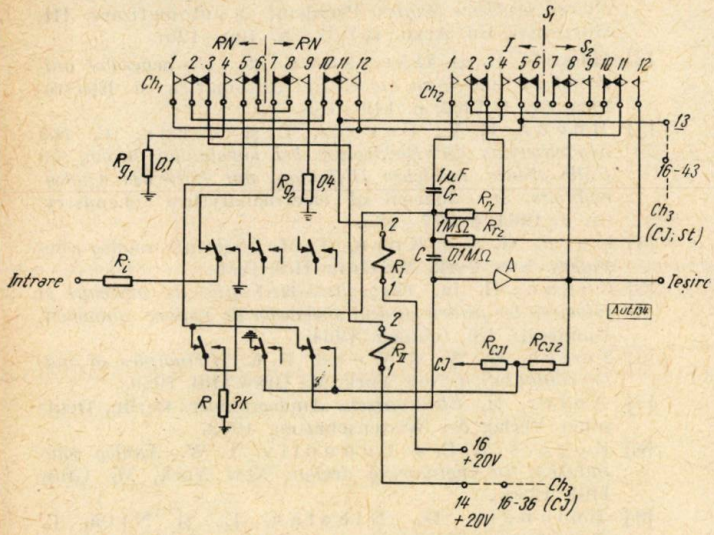


Fig. 3. Schema circuitului de comandă operaţională modificat.

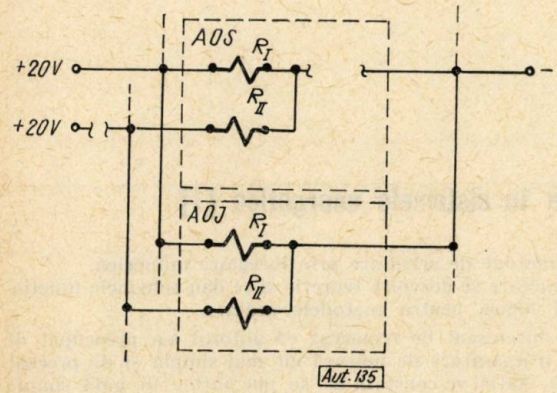


Fig. 4. Circuitele bobinelor releelor în poziţia generală *St*, pentru două amplificatoare operaţionale.

A fost astfel nevoie să se modifice şi legăturile la contactele releelor, obţinîndu-se schema arătată în figura 5. Stările elementelor de comandă şi comutare, corespunzătoare acestei scheme, sînt arătate în tabela 3. Aici apare în mod nedorit simbolul 1 în loc de 0 în căsuţa 66. Elementele de comandă existente (cheile *Ch2* şi *Ch3*) nu au permis însă o altă soluţie. Apariţia simbolului 1 în căsuţa 66 din tabelă înseamnă că, în poziţia generală *CI*, releele R_{II} din amplificatoarele operaţionale sumatoare sînt acţionate. Pentru a evita ca, drept urmare, tensiunea de condiţie iniţială să se aplice la intrarea amplificatoarelor operaţionale sumatoare, circuitul de condiţie iniţială nu mai este legat direct la contactele releului R_{II} ci indirect, printr-o pereche de contacte normal deschise ale releului R_I.

Deoarece, în poziţia generală *CI*, releele R_I din amplificatoarele sumatoare nu sînt acţionate, rezultă că tensiunea de condiţie iniţială se va aplica numai la intrarea amplificatoarelor integratoare (la care sînt acţionate atît releele R_{II}, cît şi R_I).

Circuitul de comandă operaţională realizat după schema din figura 5 a fost încercat experimental, atît pentru un singur amplificator operaţional, cît şi pentru mai multe lucrînd simultan, constatîndu-se că satisface scopurile propuse. El permite, de asemenea, realizarea verificării statice într-un mod foarte simplu: amplificatorul operaţional integrator, la care se face această verificare (în poziţia generală *CI*), se trece cu ajutorul cheii *Ch2* în regim de sumator; în acest mod se poate măsura direct la ieşirea lui suma tensiunilor aplicate la intrare.

După cum se poate observa în figura 5, semnalul de intrare trece prin trei perechi de contacte, înainte de a ajunge în punctul de sumare. Deoarece, în cazul circuitelor reprezentate în figurile 2 şi 3, semnalul de intrare străbate patru perechi de contacte legate în serie, rezultă că circuitul îmbunătăţit are o siguranţă în exploatare mai mare decît circuitul realizat iniţial.

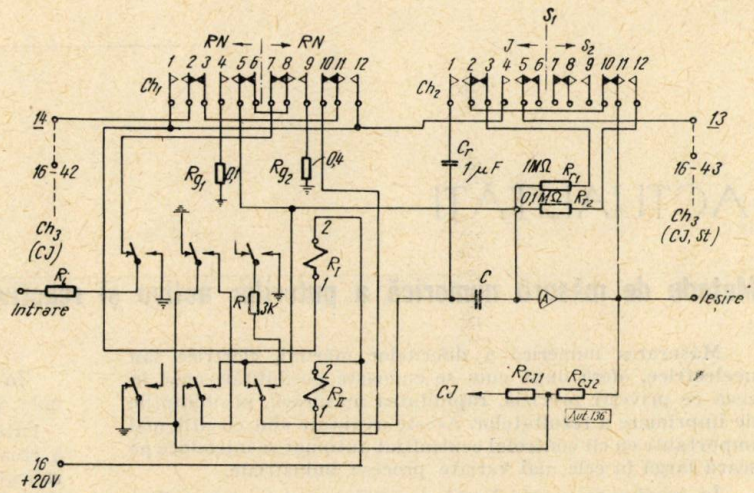


Fig. 5. Schema circuitului de comandă operaţională îmbunătăţit.

Tabela 3

Poziţia generală 1	*Ch2* 2	*Ch1* 3	*Ch3* 4	R_I 5	R_{II} 6
1 *RN+MC*	*I*	1	*CI*	1	0
2 *CI*	*I*	0	*CI*	1	1
3 *L*	*I*	0	*L*	0	0
4 *St*	*I*	0	*St*	1	0
5 *RN+MC*	*S*	1	*CI*	1	0
6 *CI+VS*	*S*	0	*CI*	0	1
7 *L*	*S*	0	*L*	0	0
8 *St*	*S*	0	*St*	0	0

Concluzii

În lucrare s-a prezentat îmbunătăţirea circuitului de comandă operaţională al calculatorului ANCA. Ideea care a stat la baza acestei îmbunătăţiri a fost de a realiza modificarea circuitului existent iniţial astfel încît, cu elementele existente şi păstrînd avantajele existente, să se elimine dezavantajele constatate şi să se introducă în plus posibilitatea verificării statice. Soluţiile adoptate, deşi specifice calculatorului ANCA, pot fi aplicate la orice calculator care prezintă caracteristici asemănătoare (protejarea circuitului grilei de intrare în amplificator, amplificatoare operaţionale universale etc.).

Prin corectarea şi modernizarea circuitului de comandă operaţională al calculatorului ANCA s-a desăvîrşit concepţia care a stat la baza realizării acestui calculator.

Notaţii

A	— amplificator de curent continuu ;
AOI	— amplificator operaţional integrator ;
AOS	— amplificator operaţional sumator ;
CI	— condiţie iniţială ;
I	— integrator ;
L	— lucru ;
MC	— măsurarea coeficienţilor ;
RN	— reglarea nulului ;
S	— sumator ;
St	— stop ;
VS	— verificare statică.

BIBLIOGRAFIE

[1] Hăngănuţ, M. şi Miron, C. *Calculator analogic de mică proporţie şi rezolvarea prin modelare analogică a cîtorva probleme tehnice.* Probleme de automatizare, **III**, Bucureşti, Ed. Acad. R.P.R., p. 109—126.

[2] Miron, C. şi Hăngănuţ, M. *Un generator universal de funcţii, cu diode.* În : Automatica şi Electronica, nr. 4, 1962, p. 149—155.

[3] Bucur, R. V., Covaci, I. şi Miron, C. *Die Modellierung der Elektrolyse bei konstanten Strom, im Falle ebener, endlicher Diffusion, mit Hilfe des Analogrechners.* În : Journal of electroanalytical chemistry, nr. 4, 1964, p. 277—285.

[4] Korn, G. A. şi Korn, T. M. *Electronic analog computers.* New York, Mc Graw Hill, 1956.

[5] Cogan, B. Ia. *Dispozitive electronice de modelare şi folosirea lor pentru studiul sistemelor de reglare automată.* Bucureşti, Ed. tehnică, 1964.

[6] Smith, G. W. şi Wood, R. C. *Principles of analog computation.* New York, Mc Graw Hill, 1959.

[7] Adler, H. *Elektronische Analogrechner.* Berlin, Deutscher Verlag der Wissenschaften, 1962.

[8] Rogers, A. E. şi Connolly, T. W. *Analog computation in engineering design.* New York, Mc Graw Hill, 1960 .

[9] Boiangiu, D., Nicolau, E. şi Niţă, C. *Instrumente, dispozitive şi maşini matematice.* Bucureşti, Ed. tehnică, 1963.

ACTUALITĂŢI

Metode de măsură numerică a puterilor active şi reactive în sistemele energetice [1]

Măsurarea numerică a diferitelor mărimi, electrice sau neelectrice, oferă după cum se cunoaşte posibilităţi mari în ceea ce priveşte precizia, rapiditatea măsurării, posibilităţile de imprimare a rezultatelor. Aceste avantaje sînt cu atît mai importante cu cît controlul centralizat automat se introduce pe scară largă în cele mai variate procese industriale.

În conducerea centralizată a marilor sisteme energetice, conducere care astăzi este practic indispensabilă, este nevoie să se măsoare în principal mărimile electrice de bază ce caracterizează funcţionarea părţii electrice : curenţi, tensiuni, puteri active şi reactive.

Dacă pentru primele mărimi s-au realizat aparate de măsură, ampermetre şi, respectiv, voltmetre numerice, nu s-au realizat pînă în prezent însă aparate numerice de măsură a puterilor active şi reactive.

Necesitatea măsurării numerice a puterilor active şi reactive se rezolvă imperfect la ora actuală prin convertoare analog-numerice, combinate cu voltmetre numerice.

Pornind de la aceste premise, autorul dezvoltă în lucrarea [1] cîteva metode originale de măsură a puterilor active şi reactive.

Sînt arătate astfel următoarele metode :

— măsurarea pe baza modulaţiei în frecvenţă a impulsurilor ;

— metode de măsurare cu numărare neliniară prin modificarea pantei de creştere ;

— metode de măsurare cu numărare neliniară prin cuantificare ;

— metode de măsurare prin integrare numerică.

În lucrare se dezvoltă teoretic şi se dau schemele funcţionale şi logice pentru metodele arătate.

Este interesant de remarcat că autorul s-a preocupat de a crea o aparatură de măsură cît mai simplă şi de precizie ridicată. Astfel se constată că se pot obţine în mod simplu precizii de ordinul 1/1 000, ceea ce nu s-a realizat pînă în prezent.

Autorul recomandă în lucrare una din metodele care este în curs de raţionalizare în laboratoarele catedrei de automatică din Institutul politehnic „Gheorghe Gheorghiu-Dej" Bucureşti.

Se poate aprecia că lucrarea [1], prin originalitatea şi perspectivele pe care le oferă, este de un deosebit interes pentru cercetătorii şi inginerii care se ocupă cu asemenea probleme.

Faptul că lucrarea a apărut în paginile unei reviste ştiinţifice de mare prestigiu mondial constituie încă o dovadă a recunoaşterii pe plan internaţional a contribuţiei profesorului C. Penescu, membru corespondent al Academiei Republicii Socialiste România, în domeniul aparatelor de măsură şi protecţie şi al elementelor de automatizare.

BIBLIOGRAFIE

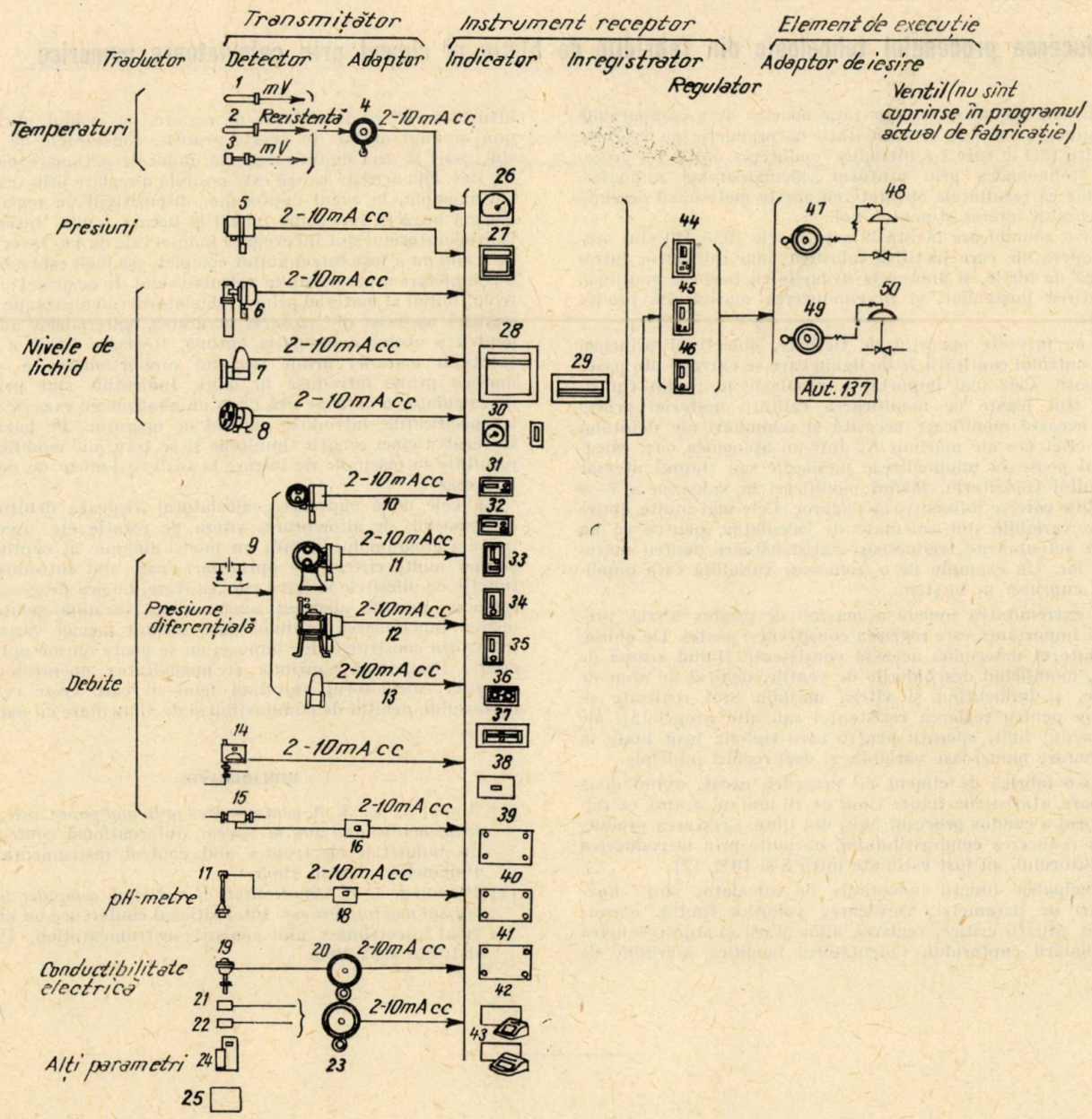
[1] Penescu, C. *Digital measurement of active and reactive power.* În : I E E E transactions on power apparatus and systems, vol. **84**, nr. 7, iulie 1965, pag. 609—621.

S. Florea

Sistem de reglare electronic a cărui asimilare pentru fabricație este în curs în țară la FEA (Fabrica de elemente de automatizare)

Acest sistem electronic unificat are următoarele caracteristici generale :

— semnal unificat 2—10 mA curent continuu ;
— rezistență de sarcină mai puțin de 3 kΩ ;
— alimentarea 110 V c.a., 220 V c.a. ;
— temperatura ambiantă :



— 10 ÷ + 60°C pentru transmițătoare și convertoare ;
— 10 ÷ + 45°C pentru regulatoare, instrumente de recepție și accesorii.

Elementele componente ale sistemului FEA sînt indicate în diagramă :

1 — termocuplu ; *2* — bulb cu termorezistență ; *3* — pirometru de radiație ; *4* — adaptor pentru temperaturi ; *5* — traductor de presiune cu tub Bourdon și cu diafragmă ; *6* — traductor de nivel prin deplasare ; *7* — traductor de nivel electronic ; *8* — transmițător de nivel ; *9* — elemente de legătură ; *10* — transmițător de presiune diferențială ; *11* — transmițător de presiune diferențială mică ; *12* — transmițător de presiune diferențială cu clopot ; *13* — transmițător electronic de presiune diferențială ; *14* — debitmetru ; *15* — debitmetru magnetic ; *16* — adaptor ; *17* — traductor de *p*H ; 18 — adaptor ; *19* — traductor de conductivitate pentru apă ; *20* — adaptor ; *21*, *22* — analizoare de gaz (x) ; *23* — adaptor ; *24* — cromatograf (x) ; *25* — spectrometru (x) ; *26* — indicator miniaturizat ; *27* — înregistrator miniaturizat ; *28* — înregistrator normal ; *29* — indicator normal ; *30* — indicator cu bobină mobilă ; *31* — integrator liniar ; *32* — integrator pătratic ; *33* — calculator de raport ; *34* — mărime de referință ; *35* — dispozitiv de verificare ; *36* — limitator de semnal ; *37* — programator ; *38* — adunare - scădere ;

39 — extragere de rădăcină; *40* — înmulţire—împărţire; *41* — compensator de temperatură, presiune; *42* — data logger; *43* — calculator (x); *44* — regulator cu indicator; *45* — regulator; *46* — regulator cu două poziţii; *47* — convertor electropneumatic; *48*, *50* — ventile cu diafragmă (x); *49* — poziţioner. Cu (x) s-au indicat elementele care nu se vor fabrica în prima etapă (1967—1969).

De menţionat că regulatoarele sînt de tip PI sau PID.

În numerele viitoare se vor comenta elementele acestui sistem pe grupele lui componente.

Conducerea procesului tehnologic din fabricile de hîrtie şi ciment prin calculatoare numerice

Fabricile de acest fel din ţara noastră sînt comparabile din punct de vedere al capacităţii de producţie cu fabricile din alte ţări în care s-a introdus conducerea optimă a proceselor tehnologice prin ajutorul calculatoarelor numerice, care fac ca rezultatele obţinute cu aceste metode să prezinte un deosebit interes şi pentru noi.

Într-o comunicare făcută în septembrie 1965 [1] sînt arătate operaţiile care justifică folosirea unui calculator într-o fabrică de hîrtie, şi anume la utilajele cu fierbere continuă, pregătirea buştenilor, şi în conducerea maşinii de produs hîrtie.

În ce priveşte operaţia de fierbere, obiectivul principal este controlul cantităţii K de lignin care se extrage din pasta lemnoasă. Cele mai importante probleme în regim tranzitoriu sînt legate de modificarea calităţii materiei primei dacă această modificare necesită şi schimbări ale debitului producţiei sau ale mărimii K. Într-un asemenea caz, calculatorul poate să minimalizeze pierderile sau timpul necesar regimului tranzitoriu, făcînd modificări în valoarea a 7—8 variabile care se influenţează reciproc. Cele mai multe dintre aceste variabile sînt calculate de calculator, pentru că nu există actualmente traductoare satisfăcătoare pentru măsurarea lor. Un exemplu de o asemenea variabilă este umiditatea cuprinsă în buşteni.

La extremitatea umedă a maşinii de produs hîrtie, problema importantă este reglarea consistenţei pastei. De obicei, calculatorul determină această consistenţă ţinînd seamă de debit, modificînd deschiderile de ventile, debitul de abur de uscare, şi influenţînd şi viteza maşinii. Sînt realizate şi scheme pentru reglarea rezistenţei sau alte proprietăţi ale produsului finit, operaţii pentru care trebuie însă luate în considerare numeroase variabile şi deci reglări multiple.

Într-o fabrică de ciment cu procedeu uscat, avînd două cuptoare, statisticile ţinute timp de 16 luni au arătat că calculatorul a condus procesul 95% din timp. Creşterea producţiei şi reducerea combustibilului, obţinute prin introducerea calculatorului, au fost estimate între 5 şi 10% [2].

Principalele funcţii îndeplinite de calculator sînt: înregistrări de parametri, verificarea valorilor limită, alarme pentru situaţii critice, reglarea alimentării şi supravegherea funcţionării cuptorului. Calculatorul modifică mărimile de intrare în diferitele sisteme de reglare, cu scopul obţinerii unui anumit optim. În aceste procese, constantele de timp sînt mari şi deci modificarea mărimilor de acţionare nu are loc des. Din această cauză este posibilă o reglare prin testare. De exemplu, în cazul cuptorului, dispozitivul de reglare şi alarmă intră în funcţiune numai la fiecare 3 min. Intervenţiile operatorului sînt interogate la intervale de 4 s. Intervalul de 3 min nu a fost întrebuinţat complet, aşa încît este posibilă o completare a programului calculatorului. În ce priveşte controlul iniţial al materiei prime, calculatorul calculează, pe baza analizei materiei din carieră, greutatea materialelor aditive pentru a obţine compoziţia optimă. Reglarea finală a conţinutului materiei prime necesită proporţionarea a şapte materii prime introduse în mori. Indicaţiile sînt primite de calculator o dată pe oră de la un analizor cu raze X şi de la specificaţiile introduse manual de operator. Pe baza lor se rezolvă cinci ecuaţii simultane şi se transmit modificările rezultate în mărimile de intrare la toate sistemele de reglare interesate.

La cele două cuptoare, calculatorul reglează debitul de combustibil, de alimentare, viteza de rotaţie etc. Această parte a programului include un model dinamic al cuptorului şi mai multe criterii de optimizare, care sînt introduse în funcţie de diferitele situaţii care se ivesc. Logica programului introdus permite alegerea unei a doua variabile pentru a obţine funcţionarea optimă, dacă asupra primei variabile, din cauza constrîngerilor impuse, nu se poate obţine optimul cerut. Programul cuprinde şi modalitatea operaţiilor de pornire, calculatorul stabilind felul în care cresc viteza cuptorului, debitul de combustibil şi de alimentare cu materie primă.

BIBLIOGRAFIE

[1] Smith, E. J. *A computerized pulp and paper mill; instrumentation and control system.* International conference on industrial electronics and control instrumentation, Philadelphia, sept 1965.

[2] Romig, I. R. *Application of a digital computer to the cement making process.* International conference on industrial electronics and control instrumentation, Philadelphia, sept 1965.

Folosirea calculatoarelor pentru conducerea rafinăriilor de petrol

Această folosire are de scop să introducă în conducerea rafinăriilor a programării matematice, a planificării producţiei şi a transporturilor, pentru a se obţine o eficienţă economică maximă. O anchetă făcută la 42 de rafinării a Conducerea directă a proceselor de producţie fără intervenţie umană, cu ajutorul calculatoarelor, reprezintă evoluţia naturală în această direcţie şi figurile 1 şi 2 arată scheme tipice ale acestor metode [3].

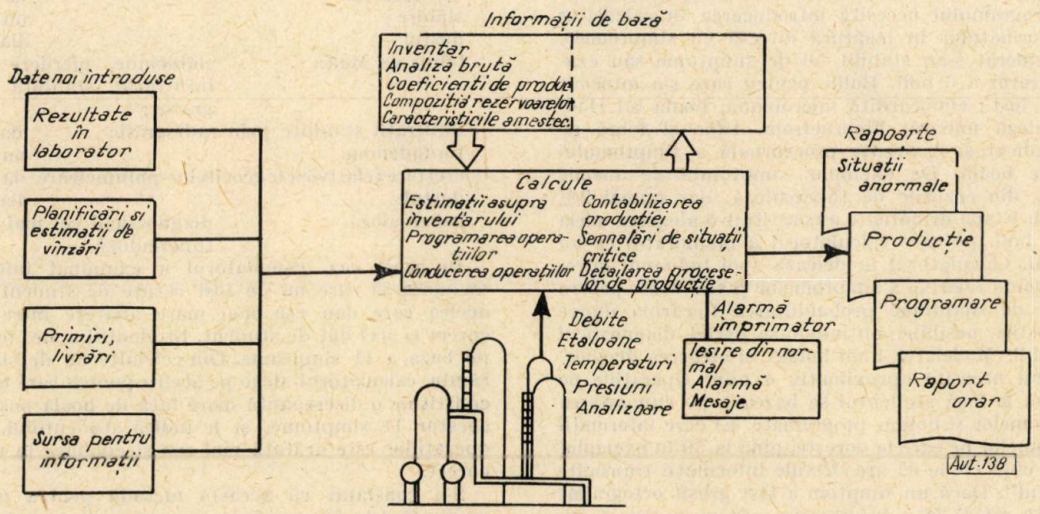


Fig. 1. Folosirea tipică a unui calculator care serveşte la conducerea procesului prin colectarea informaţiilor.

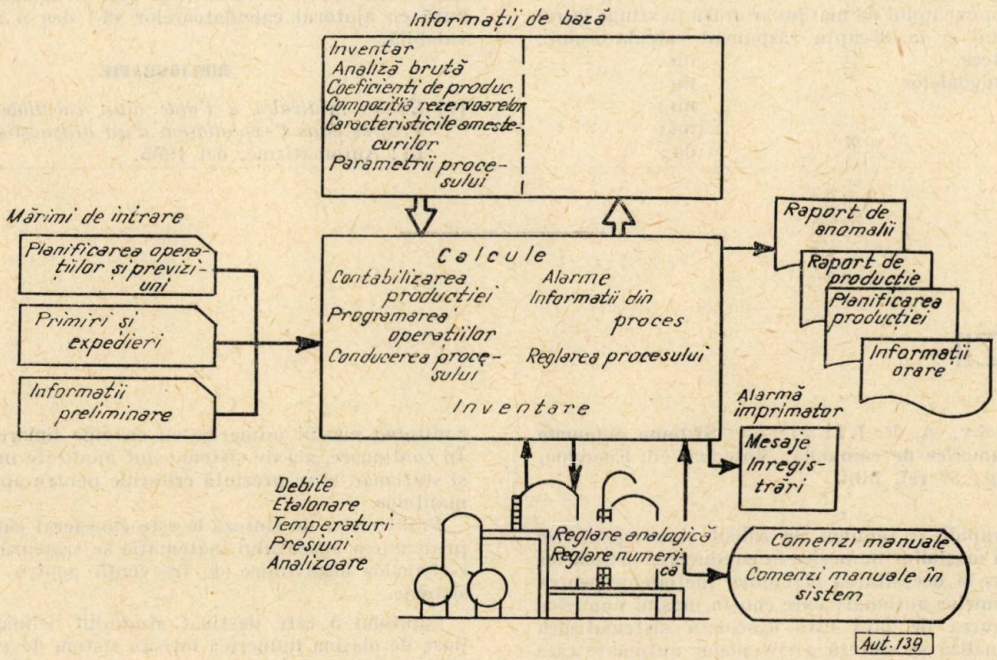


Fig. 2. Folosirea tipică a unui calculator pentru conducerea operativă şi directă a unei rafinării (on-line).

stabilit următoarea folosire a calculatoarelor cu care erau dotate :

— planificare pe termen lung	38 ;
— producţie	21 ;
— conducerea proceselor	11 ;
— programarea producţiei	9 ;
— transporturi	22.

De menţionat că în rafinăriile mari se realizează procentual cele mai numeroase din aceste folosiri [1]. Tot acolo, operaţiile de mai sus sînt realizate cu mai multe calculatoare [2].

BIBLIOGRAFIE

[1] Hearn, J. S., Mc Cluskin, C. C. *Computers for off-line control.* In : Oil and gas journal, nov 1965.

[2] Moore, J. F. *Refinery yield accounting can be accurate and useful.* API — meeting, mai 1965.

[3] Withey, J. V. *Computer techniques for refinery planning and control.* In : Oil and gas journal, ian 1964.

Studii medicale cu ajutorul calculatoarelor electronice [1]

Universitatea din Baltimore a stabilit un program care simulează un bolnav, studentul putînd obţine informaţii asupra bolii întrebînd calculatorul. Se presupune, de exemplu, că bolnavul are între 20 şi 50 de ani şi că suferă de două săptămîni de o febră a cărei cauză trebuie diagnosticată. Prepararea programului necesită introducerea în calculator a tuturor informaţiilor în legătură directă cu simptomele. În cazul considerat s-au stabilit 50 de simptome sau examene de laborator a 6 boli. Bolile pentru care s-a întocmit programul au fost : endocardită microbiană, boala lui Hodgkin, tuberculoză miliară, hipernefrom, tifos şi febră de Malta. S-a indicat şi frecvenţa procentuală a simptomului pentru fiecare boală. De exemplu, simptomul de anemie apare la 80% din cazurile de tuberculoză, dar numai 2% în endocardită. Etapa următoare a constituit-o alegerea uneia dintre aceste boli, pe care calculatorul a memorat-o ca un diagnostic real. Calculatorul modelează apoi bolnavul întrebuinţînd frecvenţa relativă a simptomelor şi stabileşte pentru fiecare grupă de simptome probabilitatea fiecăruia dintre cele 6 diagnostice posibile, obţinîndu-se astfel diagnosticul cel mai probabil. Modelarea unui bolnav şi alegerea diagnosticului probabil necesită aproximativ 4 min. Operaţiile pe care trebuie să le facă studentul se bazează pe cunoaşterea tuturor simptomelor şi bolilor programate. El cere informaţii asupra simptomelor pe care le doreşte, pînă la 50 în exemplul menţionat, şi cînd crede că are destule informaţii transmite mesajul „destul". Dacă un simptom a fost greşit ortografiat sau cererea se referă la o informaţie care nu se găseşte în calculator, acesta răspunde „nu există informaţie". La primirea răspunsului calculatorului „diagnostic", studentul indică diagnosticul şi primeşte răspunsul calculatorului. În cazul în care diagnosticul este corect, calculatorul confirmă aceasta. În exemplul de mai jos se arată în stînga întrebările studentului şi în dreapta răspunsul calculatorului :

dureri în pîntece	nu ;
inflamarea amigdalelor	nu ;
eczemă	nu ;
hematemeză	nu ;
dispnee	da ;
scădere relativă a leucocitelor polinucleare	nu ;
numeroase globule albe	nu ;
anemie	da ;
puls anormal	nu ;
transpiraţie	da ;
slăbire	nu ;
destul	diagnostic ;
febră de Malta	slăbiciune, pierdere de greutate, infiltraţie stabilită prin radiografie ;
infiltraţii stabilite prin radiografie	da ;
limfadenom	nu ;
creştere relativă a leucocitelor polinucleare	da ;
destul	diagnostic ;
tuberculoză	diagnosticul cel mai probabil : tuberculoză.

În acest caz, calculatorul a examinat informaţiile din memoria sa care nu au fost cerute de student şi indică pe acelea care dau cea mai mare abatere între diagnosticul corect şi acel dat de student. Studentul a ales febra de Malta pe baza a 11 simptome. Din celelalte 39 de simptome care rămîn, calculatorul alege pe acelea pentru care boala indicată constituie o discrepanţă mare faţă de boala posibilă pe baza acestor 11 simptome, şi le indică studentului. Continuarea operaţiilor este arătată mai sus şi conduce la un diagnostic corect.

S-a constatat că această metodă pentru perfecţionarea medicală este foarte eficientă pentru că experienţa clinică a studenţilor în medicină este limitată din cauza marii diversităţi a materialului clinic disponibil. Este posibil ca în timpul studiilor studentul să nu aibă ocazia să experimenteze numeroase cazuri de asemenea boli şi deci experienţa obţinută cu ajutorul calculatoarelor să-i dea o imagine clinică valabilă.

BIBLIOGRAFIE

[1] *Études médicales à l'aide d'un calculateur électronique. Progrès dans l'exploitation d'un diagnostique électronique.* In : Automatisme, oct 1965.

I. Papadache

RECENZII

S. M. Fedorov, A. P. Litvinov. **Sisteme automate cu maşini numerice de comandă.** Moscova, ed. Energhia, 1965, 223 pag., 51 ref. bibl.

Dezvoltarea rapidă a tehnicii de calcul şi perspectivele mari ale folosirii maşinilor numerice în conducerea sistemelor complexe au dus la necesitatea elaborării metodelor pentru proiectarea sistemelor automate care conţin maşini numerice de calcul. Lucrarea de faţă este destinată sistematizării metodelor de analiză şi sinteză a sistemelor automate care conţin maşini numerice. Problemele tratate reflectă preocupările autorilor şi au, în general, un caracter original.

În primul capitol se analizează schema echivalentă a maşinii numerice de calcul ca element al unui sistem automat. De asemenea, sînt prezentate diferite metode de conectare a maşinilor numerice în sistemele de reglare, în funcţie de problemele preluate de maşină în transmiterea şi prelucrarea semnalelor.

Aparatul matematic necesar pentru analiza şi sinteza sistemelor automate cu maşini numerice este prezentat în capitolul 2. Astfel, sînt tratate teoremele transformatei z şi specificul aplicării ei în rezolvarea problemelor propuse.

Capitolul 3 cuprinde metodele pentru determinarea funcţiilor de transfer în cazul aproximării sistemelor de reglare conţinînd maşini numerice cu sisteme liniare cu impulsuri. În continuare, aceste sisteme sînt analizate în regim dinamic şi staţionar, şi se prezintă criteriile pentru aprecierea performanţelor.

Problemelor de sinteză le este consacrat capitolul 4. După prezentarea aparatului matematic se tratează metoda caracteristicilor logaritmice de frecvenţă pentru sinteza acestor sisteme.

Capitolul 5 este destinat studiului neliniarităţilor introduse de maşina numerică într-un sistem de reglare şi metodelor de aproximare.

Metodele de corecţie a acestor sisteme sînt analizate în capitolul 6. Sînt prezentate metodele de corecţie clasice şi metodele de corecţie cu maşini numerice de calcul.

Ultimul capitol tratează metodele pentru cercetarea experimentală, prin modelare cu maşini analogice, a sistemelor cu maşini numerice. Un deosebit interes prezintă modelarea combinată utilizînd maşini analogice şi maşini numerice de calcul.

Lucrarea conţine metode originale de analiză şi sinteză a sistemelor automate cu maşini numerice, fiind utilă specialiştilor care lucrează în domeniul tehnicii calculului numeric.

C. Nitu

Probleme ale ciberneticii teoretice. Kiev, ed. Naukova Dumka, 1965, 212 pag.

Această lucrare reprezintă o culegere de studii care apar sub egida Academiei ucrainiene de Ştiinţe, colegiul de redacţie al acestui volum avînd ca redactor responsabil pe acad. V. M. Gluškov, directorul Institutului de Cibernetică din Kiev.

Volumul cuprinde în total 22 studii, grupate în două părţi: automate şi sinteza schemelor; limbaje algoritmice şi programare.

În culegerea de faţă se abordează probleme privind teoria abstractă a automatelor, teoria grafurilor şi aplicaţiile ei, automatizarea proiectării calculatoarelor digitale, automatizarea programării, limbajele algoritmice, noi structuri algoritmice ale maşinilor matematice, ca şi alte aspecte ale ciberneticii teoretice.

Din cuprinsul primei părţi a lucrării citãm cîteva studii ca fiind tipice pentru liniile actuale de dezvoltare a ciberneticii: sinteza automatelor şi semigrupurilor, realizarea pe calculatoarele digitale a algoritmilor A', clase de automate, realizarea automatelor pe un anumit tip de gramatică etc., considerate din punct de vedere axiomatic.

Volumul începe printr-un studiu mai amplu al lui H. Kaphengst, privind sinteza automatelor discrete, considerate din punctul de vedere al lui L. A. Kalujnin, conform căruia condiţiile date pentru sinteza unui automat sînt considerate ca un anumit sistem de axiome care sînt satisfăcute de o clasă de automate. Studiul lui Kaphengst este interesant, studiind din punct de vedere algebric bazele teoriei automatelor abstracte. În acest studiu, pentru rezolvarea problemelor de sinteză, se utilizează de asemenea teoria grafelor.

În a doua parte a lucrării, dedicată programării, un loc important revine limbajului ALGOL, care este utilizat în mod curent pentru transcrierea programelor. De asemenea, diferitele studii cuprind referiri frecvente la limbajul adreselor, care fusese dezvoltat în acest centru cibernetic (de E. L. Iuşcenko).

În ceea ce priveşte utilizarea metodei grafelor, menţionăm un studiu al lui E. I. Homenko, privind rezolvarea sistemelor de ecuaţii liniare.

Problemele de logică abordate în acest volum sînt variate. De exemplu, V. V. Litvinov se ocupă cu teoria funcţiilor de un singur semn şi cu prag, iar I. I. Broma studiază sinteza schemelor, care realizează funcţii booleene parţial determinate.

Dintre problemele legate de economia concretă, studiate în acest volum, menţionăm: utilizarea optimă a materialelor standardizate, planificarea muncii de proiectare în construcţii, punerea sub formă normală a ecuaţiilor liniilor care intervin în desen.

Culegerea de faţă se adresează specialiştilor care lucrează în domeniul ciberneticii teoretice şi în programare şi, de asemenea, poate fi consultată de doctoranţi şi de studenţii din anii superiori din unele facultăţi.

Ed. Nicolau

DOCUMENTARE

Smiljanic, G. **Convertor liniar tensiune-frecvenţă.** In: Industrial electronics, nov 1965.

Autorul prezintă schema unui dispozitiv cu două tranzistoare şi două transformatoare realizate pe miezuri magnetice cu ciclu dreptunghiular de histerezis, care are proprietatea că generează oscilaţii dreptunghiulare de frecvenţă reglabilă cu ajutorul unei tensiuni de comandă. Dependenţa este foarte liniară: la variaţii ale tensiunii între 5 şi 20 V se obţine o variaţie de frecvenţă de 350—1 600 Hz. Se poate regla separat amplitudinea oscilaţiilor fără a influenţa, decît în foarte mică măsură, frecvenţa lor (< 1%).

Ross, D. J., Goodger, B.E.G. **Invertor 12 V c.c./230 V c.a. cu tiristoare.** In: Electronic eng., sep 1965, p. 589—591.

Invertoarele cu tiristoare se folosesc din ce în ce mai mult pentru alimentarea în c. a. a diferitelor sarcini rezistive şi inductive de la surse de c.c. Un astfel de invertor a fost construit pentru comanda motoarelor sincrone la seismografe. El se bazează pe circuitul clasic cu două tiristoare şi capacitate de comutaţie. Schema mai prevede însă cîte o diodă între anozii tiristoarelor şi extremităţile primarului transformatorului de ieşire, şi cîte o diodă între anodul şi catodul fiecărui tiristor. Prin aceasta, capacitatea de comutaţie se micşorează, dimensionarea transformatorului devine mai puţin critică, frecvenţa de lucru poate fi coborîtă pînă la 50 Hz, circuitul funcţionează în bune condiţii de la mersul în gol pînă la 70 W şi randamentul este foarte bun. Tiristoarele sînt comandate cu un semnal de 50 Hz, obţinut de la un oscilator cu diapazon de 1 kHz şi trecut printr-un circuit tranzistorizat, formator şi divizor prin 20. Invertorul este prevăzut cu un circuit de protecţie contra suprasarcinilor.

Stearman, G. H. **Multivibratoare astabile pentru elemente logice.** In: Electronic eng., dec 1965.

Autorul examinează deficienţele circuitelor astabile clasice, referitor la fronturi, nivele, amorsare, frecvenţă, raport pauză/impuls, stabilitate şi posibilităţi de încărcare. Se constată că cea mai mare lipsă a acestora o constituie dependenţa frecvenţei de sarcină şi dificultăţile de amorsare.

Sînt prezentate, în continuare, cîteva variante de circuite astabile neclasice şi sînt analizate performanţele lor. Concluzia acestei analize este că circuitul clasic corespunde totuşi cel mai bine unor scopuri variate, cu condiţia de a i se aduce unele modificări, prin adăugarea unor diode şi capacităţi corectoare.

Schemele prezentate precum şi curbele care le însoţesc pot constitui un îndreptar util pentru proiectarea circuitelor astabile.

Walker, A. **Oscilator de frecvenţă reglabilă comandat prin tensiune.** In: Electronic eng., ian 1966.

Circuitul propus realizează o relaţie liniară între frecvenţa de ieşire şi tensiunea de intrare sau între perioada de ieşire şi tensiunea de intrare. Principiul de funcţionare se bazează pe crearea unei tensiuni în rampă liniară (ca bază de timp), a cărei pantă se păstrează constantă, dar i se schimbă înălţimea sau invers.

La baza schemei se află un ansamblu de circuite cu tranzistoare complementare *npn* şi *pnp*, din care face parte şi un amplificator diferenţial construit în bloc integrat. Condiţia care se impune este ca frecvenţa semnalului de comandă să fie destul de mică în comparaţie cu frecvenţa bazei de timp

Tait, D. A., Skinner, M. **Generator de zgomot.** In: Electronic eng., ian 1966.

Se prezintă principiile de funcţionare, schema-bloc şi unele circuite de bază ale generatorului de zgomot Solartron. La început se analizează avantajele şi utilitatea folosirii unei surse de zgomot drept semnal de probă şi se prezintă posibilităţile aparatului. Dintre acestea se semnalează posibilitatea de a produce o undă cu o funcţie de distribuţie rectangulară, triunghiulară sau gaussiană, precum şi posibilitatea unei ieşiri digitale.

Aparatul se compune din şapte surse de zgomot independente, eşantionate în paralel la intervale regulate de timp şi

introduse într-un „tampon" format de un registru cu şapte bistabili : dacă valoarea instantanee a tensiunii de zgomot este pozitivă, în bistabilul corespunzător se înscrie 1 ; dacă este negativă, se înscrie 0. Numărul obţinut este transferat la un convertor numeric-analogic şi, de aici, sub formă de tensiune de zgomot, la ieşire.

Leedham, R. V. **Circuit echivalent simplificat pentru tuburi electronice.** In : Wireless world, nr. 1, 1966.

Autorul se străduieşte să găsească o reprezentare fizică mai apropiată de funcţionarea reală a tuburilor electronice decît cea clasică, care utilizează surse de tensiune sau de curent.

Se introduce noţiunea de conexiune virtuală, care menţine două puncte la acelaşi potenţial, fără a permite totuşi trecerea de curent între ele. Pe baza ei se face analiza cîtorva circuite simple de amplificare.

Rohde, V. L. **Tranzistorul cu efect de cîmp la frecvenţă foarte mare.** In : Wireless world, nr. 1, 1966.

Avantajul tranzistoarelor cu efect de cîmp faţă de tuburile şi tranzistoarele clasice constau în faptul că au o transconductanţă constantă, ceea ce le face deosebit de interesante pentru amplificatoare şi amestecătoare. Utilizarea lor impune verificarea anumitor condiţii de stabilitate care se deduc dintr-o analiză a funcţionării tranzistorului cu emitorul la masă.

Se face apoi analiza unui amestecător pătratic şi a unui receptor cu modulaţie de frecvenţă în banda 88—104 MHz.

Arhan, B. şi Barbaste, P. **Funcţia de transfer a sistemelor care utilizează tiristoare.** In : Automatisme, nr. 11, 1965.

Tendinţa actuală de folosire a tiristoarelor în comanda de putere prezintă dificultăţi în ceea ce priveşte analiza matematică a sistemelor care le utilizează. După cercetarea cauzelor acestor dificultăţi, autorii articolului, arătînd că metodele de studiu, în general, sînt cele folosite la sistemele cu parametrii variabili, trec la prezentarea unei metode practice de studiu care foloseşte un motor de curent continuu cu excitaţie constantă, alimentat printr-o diodă cu tensiune variabilă sub formă de creneluri.

Se justifică folosirea cîtorva ipoteze simplificatoare şi se studiază regimurile dinamic şi static. Este de remarcat faptul că autorii, după ce stabilesc funcţia de transfer, prezintă un exemplu numeric în care aplică relaţiile precizate teoretic.

CRONICĂ

Sesiune de comunicări tehnico-ştiinţifice în domeniul automaticii

Bucureşti, 6—8 octombrie 1966

Comisia de automatizare a Academiei Republicii Socialiste România organizează o sesiune de comunicări ştiinţifice în domeniul automaticii la Bucureşti, între 6 şi 8 octombrie 1966.

În tematica sesiunii s-a prevăzut prezentarea de comunicări din domeniile automaticii, telemecanicii şi tehnicii calculului, grupate pe probleme după cum urmează :

— teoria generală a sistemelor automate liniare, neliniare, secvenţiale, optimale, numerice ; criterii pentru evaluarea comportării sistemelor etc. ;

— elemente componente : elemente numerice, elemente analogice, elemente pentru comutaţie statică ; caracteristicile elementelor sistemelor automate etc. ;

— aplicaţii industriale : dinamica proceselor industriale, introducerea calculatoarelor pentru conducerea proceselor industriale, aplicaţiile sistemelor optimale şi adaptive, comanda maşinilor-unelte ;

— întrebuinţarea calculatoarelor : pentru circulaţie, gestiune, finanţe etc. ; rezultatele tehnice şi economice ale introducerii calculatoarelor etc. ;

— telemecanică : teoria generală, echipamente, aplicaţii etc.

Comunicările cele mai importante vor fi propuse spre tipărire la editura Academiei Republicii Socialiste România, într-un volum din seria „Probleme de automatică".

La sesiune vor fi invitaţi să prezinte comunicări şi specialişti din străinătate.

Modul cum se vor desfăşura lucrările sesiunii va fi comunicat ulterior. Cei care doresc să obţină informaţii suplimentare se vor adresa Comisiei de automatizare, Bucureşti, str. Gutenberg 3 bis.

A 20-a conferinţă anuală ISA

După cum am mai anunţat în paginile revistei noastre, între 4 şi 7 octombrie 1965 a avut loc la Los Angeles, în S.U.A., a 20-a conferinţă anuală ISA. Printre numeroasele lucrări prezentate la conferinţă un interes deosebit pentru specialişti au stîrnit lucrările din domeniul automaticii. Dintre cele mai importante menţionăm:

„Unele aspecte ale sistemelor de zbor adaptive şi cu autoorganizare" de E. B. Stear şi R. R. Rankine ;

„Privire generală asupra tehnicilor de simulare a proceselor" de K. W. Goff ;

„Studiul pe simulator al pornirii automate a turbinelor" de J. R. Greenwood şi N. D. Payne ;

„Modele matematice şi analogice pentru sisteme cu parametri distribuiţi" de P. H. Gaither şi M. J. McCann ;

„Reglarea presiunii în sisteme de transmisie a gazelor la joasă presiune" de J. O. Hougen ;

„Comanda secvenţială în rafinării" de T. H. Sonnichsen ;

„Efectul proprietăţilor dinamice ale lichidelor compresibile asupra funcţionării supapelor" de P. V. Piper ;

„Reglarea numerică directă cu autoajustare a proceselor cu timp mort variabil şi a proceselor cu întîrzieri multiple" de R. M. Bakke ;

„Control adaptiv complet al fabricilor prelucrătoare" de K. B. Gray ;

"Analiza perioadelor de eşantionare şi a poziţionării regulatoarelor pentru reglaj numeric direct" de C. C. Hartwigsen, K. Mortimer, D. E. Ruopp şi L. M. Zoss ;

„Unele considerente asupra aplicaţiilor reglajului automat numeric" de R. T. Curran ;

„Aspecte ale programării în reglarea automată numerică" de G. Woodley ;

„Informaţie şi sisteme automate în rafinăriile de petrol" de L. Lasdon ;

„Simularea prelucrării oţelului cu un calculator hibrid" de R. G. Rockwell, P. S. Wan şi W. S. Wu.

Al 3-lea Congres şi salon internaţional al tehnicii de laborator ILMAC-66

Basel, 17—22 octombrie 1966

Între 17 şi 22 octombrie 1966 va avea loc în Elveţia, la Basel, al 3-lea Congres şi salon internaţional al tehnicii de laborator în domeniul măsurărilor şi automatizărilor în chimie, ILMAC-66.

La primul Congres şi salon internaţional ILMAC, care a avut loc în 1959, s-a hotărît ca aceste manifestări să se repete cu regularitate o dată la trei ani. Ultimul Congres şi salon internaţional ILMAC a avut loc în 1962. La acesta au participat 428 de expozanţi din 12 ţări (Germania, Austria, Belgia, Danemarca, Franţa, Marea Britanie, Italia, Japonia, Olanda, Suedia, Elveţia, Statele Unite) care au prezentat exponate din domeniile menţionate în şase hale avînd o suprafaţă de 17 000 m², iar vizitatorii au depăşit cifra de 20 000.

Date fiind alte manifestaţii care au avut loc în anul trecut, cu caracter asemănător, al 3-lea Congres şi salon internaţional ILMAC, prevăzut pentru 1965, a fost amînat în 1966; se aşteaptă ca participarea să fie mai numeroasă decît în 1962.

Ca şi la manifestările anterioare, la ILMAC-66 sînt prevăzute conferinţe de specialitate, al căror program va fi sensibil îmbunătăţit prin participarea mai multor asociaţii profesionale.

Organizarea ILMAC-66 este asigurată de Asociaţia elveţiană a chimiştilor din Zürich.

Informaţii mai ample se pot obţine la secretariatul Congresului şi salonului, CH-4000 Basel 21.

Al 8-lea salon internaţional Didacta

Basel, 24—28 iunie 1966

Peste 500 de fabricanţi de material didactic, mobilier şi echipament şcolar din 15 ţări şi-au anunţat pînă în prezent participarea la cel de-al 8-lea salon internaţional de material didactic, care va avea loc între 24 şi 28 iunie 1966 la Basel în Elveţia.

Acest al 8-lea salon european DIDACTA 1966, care se va organiza într-una din clădirile cele mai moderne din Europa, va depăşi prin amploarea şi importanţa sa toate manifestările organizate în acest domeniu pînă în prezent.

Suprafaţa pe care vor fi expuse materialele didactice depăşeşte 32 000 m².

Expoziţie elveţiană de hidraulică şi pneumatică

Zürich, 3—8 noiembrie 1966

A treia expoziţie elveţiană de hidraulică şi pneumatică se va desfăşura între 3 şi 8 noiembrie 1966 la Zürich.

Această mare expoziţie se va ţine în noua clădire de expoziţii din Zürich.

În cadrul expoziţiei vor expune constructorii de instalaţii şi dispozitive hidraulice şi pneumatice din Elveţia şi din alte ţări.

Expoziţia, fiind o manifestare internaţională, va permite vizitatorilor o amplă documentare asupra tuturor produselor din domeniul menţionat, fabricate de peste 300 de societăţi.

Informaţii în legătură cu organizarea expoziţiei se pot obţine de la „Agifa S.à.r.l., Case postale 257, CH 8033, Zürich".

Cel de-al 3-lea Congres IFAC

Londra, 20 — 25 iunie 1966

După cum am mai anunţat, între 20 şi 25 iunie 1966 va avea loc la Londra cel de-al 3-lea Congres IFAC.

La Congres vor participa 2 000 oameni de ştiinţă din 35 de ţări, printre care U.R.S.S., S.U.A., Anglia, Japonia, Polonia, Italia, Republica Socialistă România etc.

În programul Congresului sînt prevăzute 289 de comunicări ştiinţifice şi 10 lucrări de sinteză. Prin grija Comisiei de automatizare a Academiei Republicii Socialiste România a fost multiplicat programul congresului, elaborat de IFAC, cuprinzînd titlurile lucrărilor şi numele autorilor, precum şi zilele în care vor fi susţinute, program ce a fost distribuit celor interesaţi.

Ţara noastră este inclusă în program cu următoarele lucrări:

1) Automatizarea complexă a sistemelor energetice prin reglajul mixt tensiune-frecvenţă,
de prof. *C. Penescu* şi *V. Ionescu.*

2) Automatizarea complexă cu calculatoare electronice a laminorului de la Galaţi,
de *D. Damsker, V. Aldea, Th. Garabet.*

3) Criterii simple pentru optimizarea proceselor,
de *N. Costake.*

Congresul va începe în ziua de 20 iunie 1966 cu o şedinţă plenară la Westminster Hall, cu participarea tuturor delegaţilor, unde I. F. Coales, profesor la Universitatea din Cambridge, preşedintele IFAC, va rosti cuvîntul de deschidere. În cuvîntul său, preşedintele IFAC va prezenta problemele actuale şi de perspectivă ale teoriei reglării şi automatizărilor.

În continuare, delegaţii vor audia conferinţa academicianului Trapeznikov, referitor la aspectele economice ale automatizării.

În fiecare dimineaţă şi după amiază se vor prezenta, în afara comunicărilor ştiinţifice, lucrări de sinteză cu traducere simultană completă. Dintre aceste comunicări de sinteză, care în total vor fi în număr de 10, menţionăm: teoria sistemelor complexe, probleme teoretice ale sistemelor automate, calculatoare on-line şi în timp real etc.

Înaintea prezentării lucrărilor propriu-zise se vor ţine unele conferinţe referitoare la: reglarea optimală, automatizarea complexă, identificarea statistică a proceselor şi limbaje de programare.

Simultan cu lucrările Congresului vor avea loc colocvii de informare asupra terminologiei, învăţămîntului, standarde, siguranţă etc.

Cele 289 de comunicări ştiinţifice, cuvîntul de deschidere al preşedintelui şi cele 10 lucrări de sinteză se vor multiplica în 4 000 de exemplare în limba engleză, pentru a fi distribuite delegaţiilor şi celor interesaţi.

În afară de programul ştiinţific al Congresului s-au prevăzut vizite la obiective industriale, istorice şi culturale.

Informaţii suplimentare cu privire la desfăşurarea celui de-al 3-lea Congres IFAC se pot obţine de la Comisia de automatizare a Academiei Republicii Socialiste România, str. Gutenberg, nr. 3 bis.

Seminar de control optimal şi calcul hibrid

Dubrovnik, 8—20 august 1966

Între 8 şi 20 august 1966 va avea loc la Dubrovnik un seminar de control optimal şi calcul hibrid. Seminarul face parte dintr-o serie de cursuri de vară în domeniul ştiinţelor tehnice organizate de Centrul de studii superioare, cu sprijinul a numeroase firme şi întreprinderi industriale. Scopul seminarului este de a da posibilitatea inginerilor şi doctorilor ingineri să discute problemele moderne de cercetare cu specialişti de înaltă calificare, cum şi de a lua cunoştinţă de noi domenii de activitate.

Se vor ţine conferinţe de către cercetători cu reputaţie internaţională, ca: R. Bellman, W. Karplus, D. Moiseev, D. Rosner, dr. Westcott, dr. Kulikovski etc. Vor mai conferenţia: acad. Pontriaghin, dr. Zadeh, dr. Kalman etc. Conferinţele şi lecţiile vor fi publicate în limbile rusă şi engleză.

Seminar de teoria grafurilor

Roma, 8—12 iulie 1966

Între 8 şi 12 iulie 1966 va avea loc la Roma un seminar asupra teoriei grafurilor ţinut sub auspiciile Centrului internaţional de calcul.

La seminar se vor prezenta lucrări de specialitate legate de :
— aplicaţii în psihosociologie şi cercetare operaţională ;
— legătura dintre calculatoare şi teoria grafurilor ;
— proprietăţile combinatorii ale grafurilor etc.

Expoziţie cehoslovacă de calculatoare analogice tip MEDA

Bucureşti, aprilie 1966

În a doua jumătate a lunii aprilie 1966 a avut loc în Bucureşti o expoziţie organizată de agenţia economică cehoslovacă, în cadrul căreia au fost expuse trei tipuri fundamentale de calculatoare analogice MEDA : MEDA-20-TS cu 20 de amplificatoare, destinat în special învăţămîntului, MEDA-40-TA şi MEDA-80-T, destinate scopurilor industriale. Caracteristicile acestei serii sînt : posibilitatea de a repeta întregul calcul pînă la de 50 de ori pe secundă ; oprirea automată a calculului dacă s-a făcut o eroare sau a apărut o avarie în calculator ; posibilitatea controlului individual al fiecărui amplificator ; efectuarea de operaţii logice ; introducerea de programe combinate prin impedanţe interne şi externe ; blocuri realizate cu transistoare şi diode.

Elementul principal al calculatorului, şi anume amplificatorul de curent continuu, are o amplificare de 10^8, un drift ca invertor mai mic decît 50 μV/8 h, şi ca integrator cu o constantă de timp de 1 s mai mic decît 2 mV/10 s.

Calculatorul este completat cu un înregistrator tip BAK-II, care poate înregistra două mărimi independente exprimate printr-o tensiune continuă, cum şi cu un aparat CZB, care constituie baza de timp.

Conform indicaţiilor date de fabrică, aplicaţiile tipice ale acestor calculatoare sînt în principal următoarele :

— matematici : ecuaţii diferenţiale liniare şi neliniare, sisteme de ecuaţii diferenţiale, analiza funcţiilor de transfer ;

— fizică : probleme de oscilaţii liniare şi neliniare, hidrodinamică, transfer de căldură, fizică nucleară ;

— mecanică : oscilaţii în sisteme elastice, rezonanţă ;

— electricitate : sisteme de reglare liniare şi neliniare, circuite electrice, maşini electrice, studiul regimurilor tranzitorii în transformatoare, analiza sistemelor energetice ;

— chimie : problemele reacţiilor cinetice, studiul coloanelor de distilare, problemele amestecurilor, sistemele de reglare în procesele chimice ;

— medicină şi biologie : analiza cineticii proceselor biologice, modelarea proceselor psihologice.

Control abstracts

„Control abstracts" este titlul unei noi publicaţii a I.E.E. (Institution of Electrical Engineers) din Anglia, editată ca urmare a propunerii făcute de Comisia de reglaj şi automatizare din Marea Britanie. Publicaţia, editată şi cu sprijinul IFAC, va constitui cea de-a treia parte a seriei „Science Abstracts", care cuprinde în prezent „Physics Abstracts" şi „Electrical and Electronics Abstracts".

„Control Abstracts" va cuprinde toate aspectele teoriei reglării automate şi automatizării, avînd astfel un profil mai larg decît publicaţiile similare din domeniul electric şi electronic.

Primul număr va apărea simultan cu deschiderea lucrărilor celui de-al 3-lea Congres IFAC.

COMITETUL DE REDACŢIE

Prof. ing. C. Penescu, membru corespondent al Academiei Republicii Socialiste România — redactor responsabil ; conf. ing. S. Florea — redactor responsabil adjunct ; prof. ing. Gh. Cartianu, membru corespondent al Academiei Republicii Socialiste România ; dr. ing. S. Călin ; prof. ing. S. Condrea ; ing. I. Crişan ; dr. ing. M. Drăgănescu ; ing. N. Ilioiu ; conf. ing. D. Lăzăroiu ; ing. A. Mihai ; ing. I. Papadache ; conf. ing. R. Stere ; ing. M. Sîrbu ; ing. S. Socol ; ing. L. Uzun.

Revista AUTOMATICA ŞI ELECTRONICA, organ al Ministerului Industriei Construcţiilor de Maşini şi al Consiliului Naţional al Inginerilor şi Tehnicienilor din Republica Socialistă România. Redacţia şi administraţia, Bucureşti, str. Ion Ghica, nr. 3, Raion Tudor Vladimirescu, telefon 13.84.16. Revista este editată de M.I.C.M. Abonamentele se primesc la administraţia revistei. Instituţiile pot achita abonamentele pentru biblioteci şi cabinete tehnice în contul nostru de virament : Oficiul de documentare şi publicaţii tehnice M.I.C.M., cont 026002 Banca Naţională a Republicii Socialiste România, Filiala 30 Decembrie, Bucureşti. Tarif pentru întreprinderi : lei 100 anual ; tarif pentru muncitori, tehnicieni şi ingineri : lei 30 anual. Costul unui exemplar lei 5.
Tiparul : I. P. „Informaţia", str. Brezoianu, nr. 23—25, Bucureşti. C. 3238.
Taxele poştale plătite în numerar conform aprobării D.G.P. Tc. nr. 560/727/1965.

40 545

СОДЕРЖАНИЕ

ДК 512.831

Дамскер, Д.:

Полные логические матрицы. Их использование при минимализации булевых уравнений.

Automatica şi Electronica 10, № 3, май-июнь 1966, стр. 97–102

Предлагается новый метод упращения булевых уравнений, исходя из основных группировок переменных величин, которые могут быть исключены.

ДК 621.375.1.004.15

Петреску, А.:

Некоторые свойства обратимых операционных элементов.

Automatica şi Electronica 10, № 3, май-июнь 1966, стр. 102–107

Рассматриваются обратимые операционные элементы, а также результаты достигаемые с их помощью, по сравнению с необратимыми элементами.

ДК 621.375.018.756 :535.215.3

Поенару, Д. и *Иванов, Е.:*

Блокировочная система фотоэлектрического умножителя в технике пульсирующего пучка.

Automatica şi Electronica 10, № 3, май-июнь 1966, стр. 107–112

Анализируются существующие методы блокировки фотоэлектронных умножителей, описывается новый метод, состоящий в приложении управляющего напряжения на третий диод и приводятся полученные результаты.

ДК 621.375.134.001.13

Димо, П.:

Упрощающие гипотезы при проектировании операционных усилителей.

Automatica şi Electronica 10, № 3, май-июнь 1966, стр. 112–116

Излагается методика проектирования усилителей непрерывного тока, основанная как на экспериментальных определениях, так и на расчетах.

ДК 621.375.3/4 :681.3.041

Комэнеску, В. и *Лунгу, К.:*

Элементы статической коммутации, применяемые в технике нумерации.

Automatica şi Electronica 10, № 3, май-июнь 1966, стр. 117–125

Описывается принципиальная схема логического контура, состоящей из цепей ДА, ИЛИ, ИНВЕРТЕР, причем рассматриваются вопросы их проектирования и приводятся расчетные уравнения для статического и динамического режимов.

ДК 621.314.652–533.7.014.31

Барцер, Ст.:

Автоматизация повторного зажигания возбуждения ртутного выпрямителя типа Р. М. Н. В.-500 × 6 для частных случаев.

Automatica şi Electronica 10, № 3, май-июнь 1966, стр. 125–128

ДК 622.323–52.001.1

Илие, К.:

Современный централизованный контроль нефтедобычи.

Automatica şi Electronica 10, № 3, май-июнь 1966, стр. 128–133

ДК 681.322.35

Вайда, Д.:

Алгоритмический язык, разработанный группой ГАМС.

Automatica şi Electronica 10, № 3, май-июнь 1966, стр. 133–136

ДК 681.322.323–523.8

Мирон, К. и *Иоановичиу, М.:*

Цепь операционного управления, усовершенствованная для счетно-вычислительного устройства АНКА.

Automatica şi Electronica 10, № 3, май-июнь, 1966, стр. 137–140

НОВОСТИ 140–144
РЕЦЕНЗИИ 144–145
ДОКУМЕНТАЦИЯ 145–146
ХРОНИКА 146–148

INHALTSVERZEICHNIS

DK 512.831

Damsker, D.:

Komplette logische Matrizzen. Ihre Verwendung bei der Vereinfachung der Booleen'schen Ausdrücke.

Automatica şi Electronica 10, H. 3, Mai-Juni 1966, S. 97–102

Es wird eine neue Methode dargestellt zur Vereinfachung der Booleen'schen Ausdrücke, ausgehend von den höheren Formationen der Veränderlichen, welche ausgeschieden werden können.

DK 621.375.1.004.15

Petrescu, A.:

Gewisse Eigenschaften der reversiblen operationellen Elemente.

Automatica şi Electronica 10, H. 3, Mai-Juni 1966, S. 102–107

Man untersucht die umkehrbaren operationellen Elemente sowie die damit erzielbaren Höchstleistungen in Vergleich zu denjenigen, die mit den nichtumkehrbaren Elementen erreicht werden.

DK 621.375.018.756 :535.215.3

Poenaru, D. und *Ivanov, E.:*

Blockierungssystem des Photomultiplikators in der Technik des pulsierenden Strahlenbündels.

Automatica şi Electronica 10, H. 3, Mai-Juni 1966, S. 107–112

Die Verfasser untersuchen die bestehenden Blockierungsmethoden der Photomultiplikatoren, bringen eine neue Methode durch Anlegung einer Steuerspannung an die dritte Dinode und zeigen die Resultate.

DK 621.375.134.001.13

Dimo, P.:

Vereinfachende Hypothesen bei der Projektierung der operationellen Verstärker.

Automatica şi Electronica 10, H. 3, Mai-Iuni 1966, S. 112–116

Es wird eine Entwurfsmethode der Gleichstromverstärker dargelegt, welche sowohl auf Versuchsresultaten als auch auf Berechnungen beruht.

DK 621.375.3/4 :681.3.041

Comănescu, V. und *Lungu, C.:*

Statische Kommutierungselemente verwendet in der Zähltechnik.

Automatica şi Electronica 10, H. 3, Mai-Juni 1966, S. 117–125

Man beschreibt ein Prinzipschema einer logischen Kette bestehend aus den Stromkreisen UND, ODER, UMSCHALTER und untersucht die mit deren Projektierung verbundenen Probleme durch Angabe der Berechnungsgleichungen im statischen und dynamischen Betrieb.

DK 621.314.652–533.7.014.31

Bartzer, St.:

Die Automatisierung der Wiederzündung bei der Erregung des Quecksilbergleichrichters der Type R.M.N.V. - 500 × 6 in Sonderfällen.

Automatica şi Electronica 10, H.3, Mai-Juni 1966, S. 125–128

DK 622.323–52.001.1

Ilie, C.:

Die jetzige zentralisierte Kontrolle bei der Erdölförderung.

Automatica şi Electronica 10, H. 3, Mai-Juni 1966, S. 128–133

DK 681.322.35

Vaida, D.:

Die von der GAMS Gruppe ausgearbeitete algorithmische Ausdrucksweise.

Automatica şi Electronica 10, H. 3, Mai-Juni 1966, S. 133–136

DK 681.322.323–523.8

Miron, C. und *Ioanoviciu, M.:*

Operationeller Steuerkreis verbessert für den Kalkulator ANCA.

Automatica şi Electronica 10, H. 3, Mai-Juni 1966, S. 137–140

NEUHEITEN 140–144
BUCHBESPRECHUNGEN 144–145
DOKUMENTATION 145–146
CHRONIK 146–148

ORSZÁGOS MŰSZAKI DOKUMENTÁCIÓS KÖZPONT

SOMMAIRE

CD 512.831

Damsker, D.:

Matrices logiques complètes. Leur utilisation lors de la minimalisation des expressions booléenes.

Automatica şi Electronica 10, no. 3, mai-juin 1966, p. 97–102

On présente une nouvelle méthode pour simplifier les expressions booléenes, en partant des formations majeures de variables qui peuvent être éliminées.

CD 621.375.1.004.15

Petrescu, A.:

Certaines propriétés des éléments opérationnels réversibles.

Automatica şi Electronica 10, no. 3, mai-juin 1966, p. 102–107

On examine les éléments opérationnels réversibles ainsi que les performances que ces éléments peuvent réaliser en comparaison avec les irréversibles.

CD 621.375.018.756 : 535.215.3

Poenaru, D. et *Ivanov, E.:*

Système de blocage du photomultiplicateur dans la technique du fascicule pulsé.

Automatica şi Electronica 10, no. 3, mai-juin 1966, p. 107–112

On analyse les méthodes qui existent pour le blocage des photomultiplicateurs, on décrit une nouvelle méthode qui consiste à appliquer une tension de commande sur la troisième dinode et l'on présente les résultats obtenus.

CD 621.375.134.001.13

Dimo, P.:

Hypothèses simplificatrices appliquées aux projets d'amplificateurs opérationnels.

Automatica şi Electronica 10, no. 3, mai-juin 1966, p. 112–116

On expose une méthode pour l'élaboration des projets d'amplificateurs de courant continu, basée sur des déterminations expérimentales ainsi que sur des calculs.

CD 621.375.3/4 :681.3.041

Comănescu, V. et *Lungu, C.:*

Eléments de commutation statique utilisés dans la technique du comptage.

Automatica şi Electronica 10, no. 3, mai-juin 1966, p. 117–125

On décrit le schéma de principe d'une chaîne logique formée par les circuits ET, OU, INVERSEUR et on examine les problèmes se rapportant à l'élaboration des projets respectifs, tout en indiquant les équations pour le calcul du régime statique et du régime dynamique.

CD 621.314.652–533.7.014.31

Bartzer, St.:

L'automation du ré-allumage de l'excitation du redresseur à mercure du type R.M.N.V.-500 × 6 pour des cas particuliers.

Automatica şi Electronica 10, no. 3, mai-juin 1966, p. 125–128

CD 622.323–52.001.1

Ilie, C.:

Le contrôle centralisé actuel dans l'extraction du pétrole.

Automatica şi Electronica 10, no. 3, mai-juin 1966, p. 128–133

CD 681.322.35

Vaida, D.:

Le langage algorythmique élaboré par le groupe GAMS.

Automatica şi Electronica 10, no. 3, mai-juin 1966, p. 133–136

CD 681.322.323–523.8

Miron, C. et *Ioanoviciu, M.:*

Circuit de commande opérationnelle amélioré, pour le calculateur ANCA.

Automatica şi Electronica 10, no. 3, mai-juin 1966, p. 137–140

ACTUALITÉS 140–144
COMPTES RENDUS 144–145
DOCUMENTATION 145–146
CHRONIQUE 146–148

CONTENTS

DC 512.831

Damsker, D.:

Complete logical matrices. Their utilization in minimizing the boolean expressions.

Automatica şi Electronica 10, nr. 3, may-june 1966, p. 96–102

A new method of simplifying the boolean expressions starting from the major variable formations which can be eliminated is presented.

DC 621.375.1.004.15

Petrescu, A.:

Some properties of the reversible operational elements.

Automatica şi Electronica 10, nr. 3, may-june 1966, p. 102–107

The reversible operational elements are examined as well as their possible performances as compared to those of irreversible elements.

DC 621.375.018.756 :535.215.3

Poenaru, D. and *Ivanov, E.:*

A blocking system of the photomultiplier in the pulsed bundle technics.

Automatica şi Electronica 10, nr. 3, may-june 1966, p. 107–112

After analysing the existing photomultiplier blocking methods, the authors describe a new method consisting in the application of a control tension on the third dinode. The results obtained are presented.

DC 621.375.134.001.13

Dimo, P.:

Simplifying hypotheses in designing the operational amplifiers.

Automatica şi Electronica 10, nr. 3, may-june 1966, p. 112–116

A designing method for continuous-current amplifiers based on both experimental determinations and calculus is described.

DC 621.375.3/4 :681.3.041

Comănescu, V. and *Lungu, C.:*

Static switching elements used in the counting technics.

Automatica şi Electronica 10, nr. 3, may-june 1966, p. 117–125

The principle scheme of a logical chain consisting of the circuits AND, OR, INVERTER is described and the problems connected with their designing are examined. The calculus equations are given for the static and dynamic regimes.

DC 621.314.652–533.7.014.31

Bartzer, St.:

The automatization of the excitation re-ignition of mercury rectifiers of the R.M.N.V.-500 × 6 type for particular cases.

Automatica şi Electronica 10, nr. 3, may-june 1966, p. 125–128

DC 622.323–52.001.1

Ilie, C.:

The actual centralized control in crude oil extraction.

Automatica şi Electronica 10, nr. 3, may-june 1966, p. 128–133

DC 681.322.35

Vaida, D.:

The algorythmic language worked out by the GAMS group.

Automatica şi Electronica 10, nr. 3, may-june 1966, p. 133–136

DC 681.322.323–523.8

Miron, C. and *Ioanoviciu, M.:*

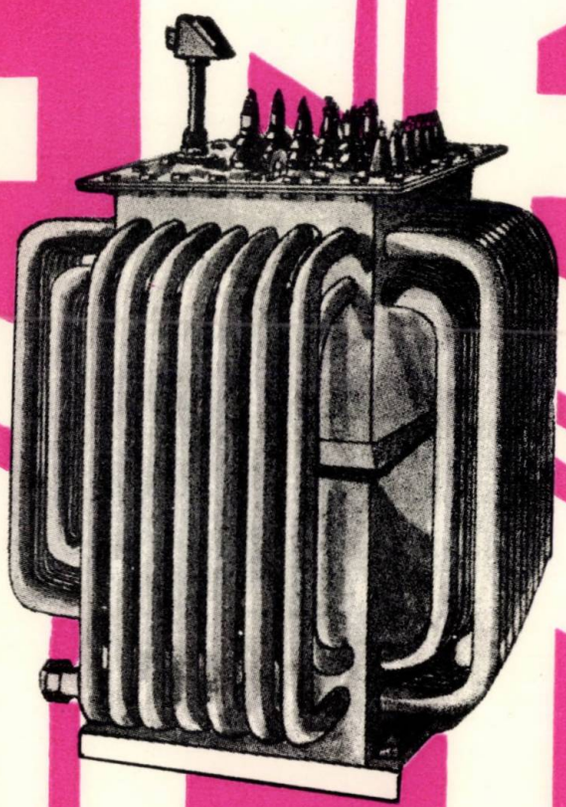
Improved operational control circuit for the ANCA computer.

Automatica şi Electronica 10, nr. 3, may-june 1966, p. 137–140

NEWS 140–144
REVIEWS 144–145
DOCUMENTATION 145–146
CHRONICLE 146–148

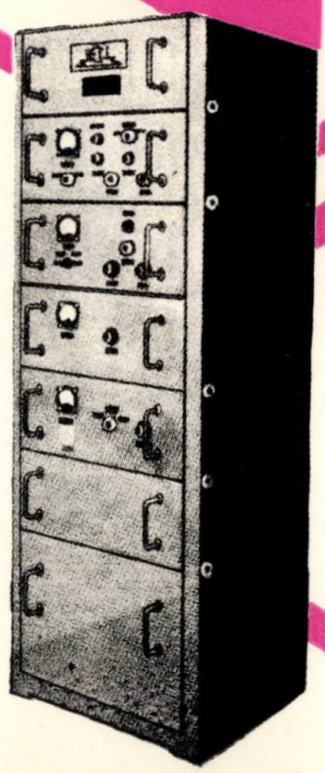
ORSZÁGOS MŰSZAKI DOKUMENTÁCIÓS INTÉZET

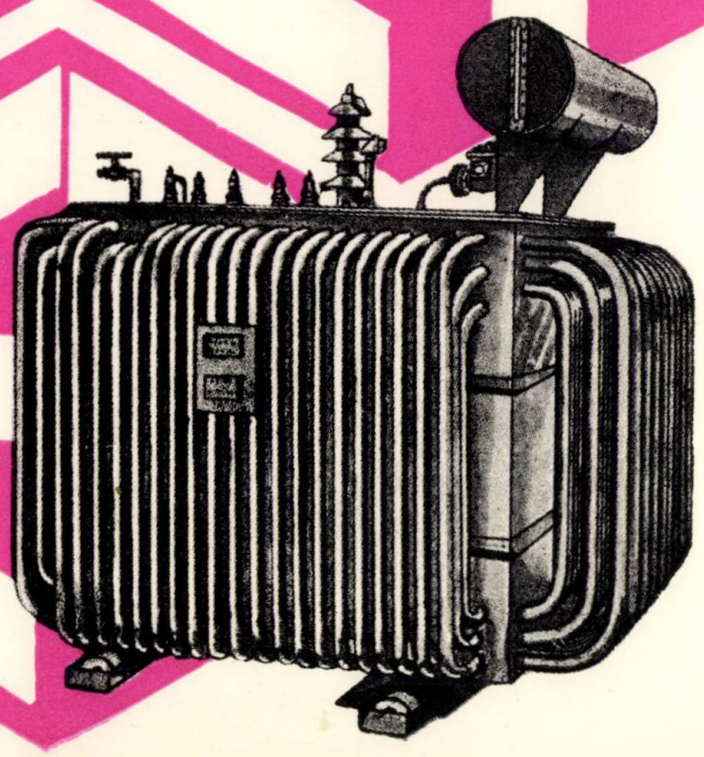
ELECTROTEHNICA



EXECUTĂ

- **Transformatoare de forță în ulei:** gama de puteri 40—63—100 kVA, gama de tensiuni 6—20 kV, pierderi reduse, construcție rezistentă la scurtcircuit.
- **Transformatoare de sudură tip TASM—300:** curent de sudură reglabil în două trepte, 75—230 A și 220—480 A; tensiune de alimentare 220 V, 380 V sau 500 V, tensiune de lucru 32 V.
- **Seria unitară de amplificatoare magnetice** cu o înfășurare de comandă (tip AMSU) și cu două înfășurări de comandă (tip AMD) pentru automatizări și acționări electrice; puteri 11 VA—90 kVA, tensiuni 24—500 V.
- **Echipament electric pentru filtre electrostatice** utilizate la reținerea particulelor în suspensie în fabricile de ciment, de produse refractare, de acid sulfuric, la centrale electrice etc.; tensiune continuă 80 kV, curent continuu 400 mA.





MICM ICPE

1966 DEC 15

INSTITUTUL DE CERCETĂRI ŞI PROIECTĂRI PENTRU INDUSTRIA ELECTROTEHNICĂ

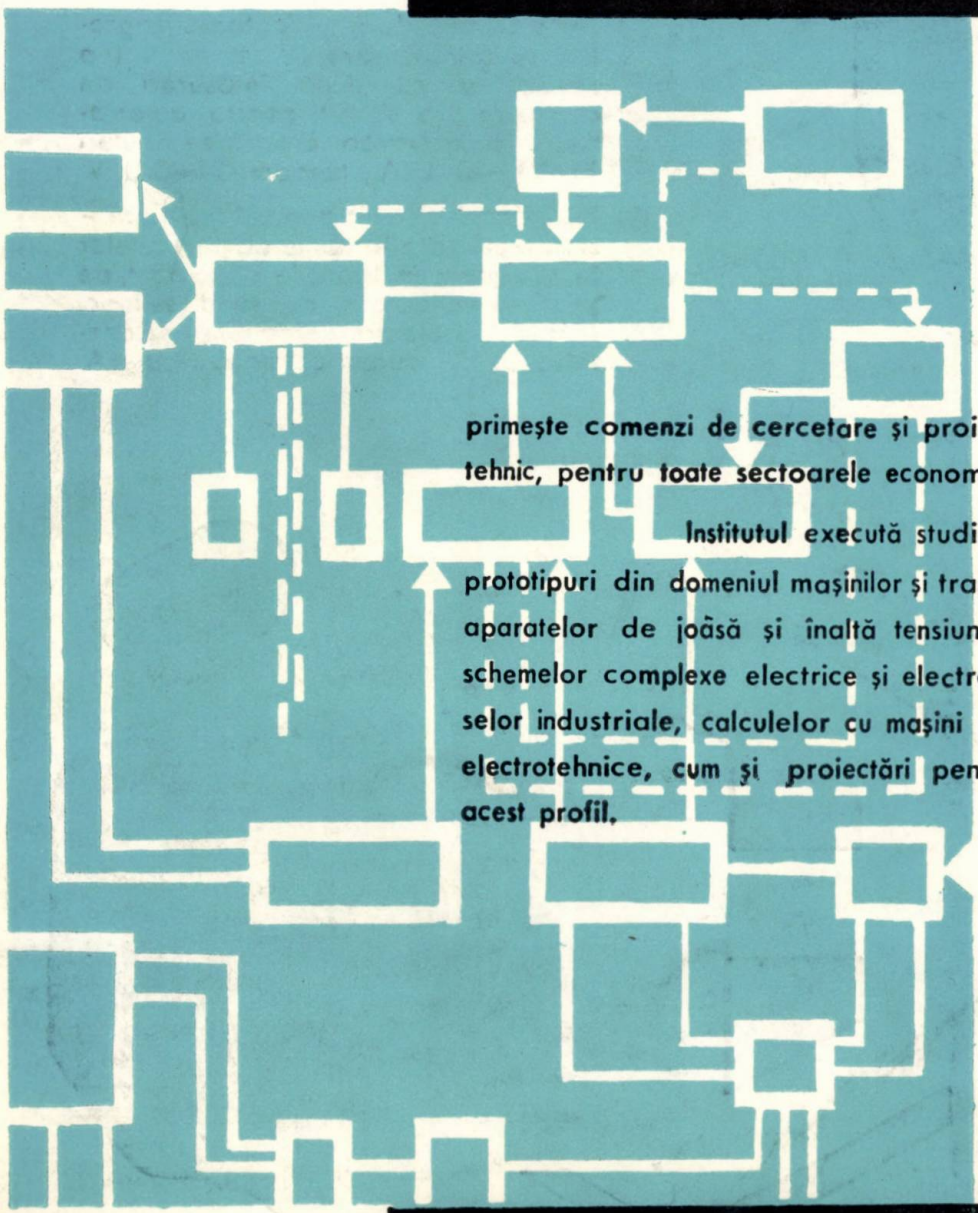
din Bucureşti. Bd. T. Vladimirescu 45, telefon 31.41.00

Научно-исследовательский и Проектировочный институт по вопросам электропромышленности

Electrical Engineering and Research Institute

Forschungs-und Projektierungsinstitut für die Elektroindustrie

Institut de Recherches et Projets pour l'industrie Electrotechnique



primeşte comenzi de cercetare şi proiectare, cu profil electrotehnic, pentru toate sectoarele economice din ţară.

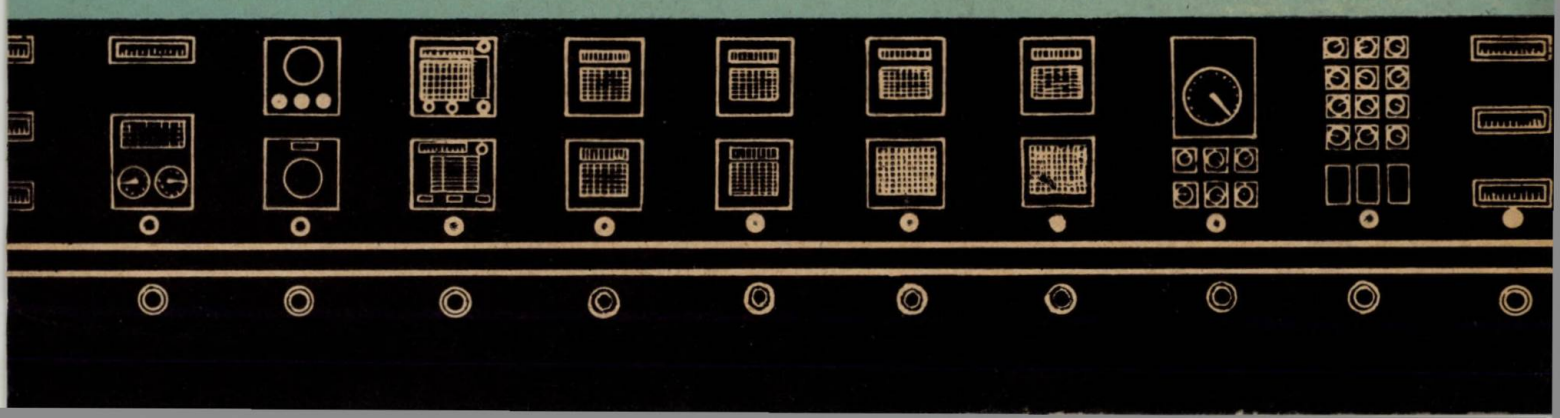
Institutul execută studii, încercări, omologări şi prototipuri din domeniul maşinilor şi transformatoarelor electrice, aparatelor de joasă şi înaltă tensiune, acţionărilor electrice, schemelor complexe electrice şi electronice, climatizării produselor industriale, calculelor cu maşini electronice, materialelor electrotehnice, cum şi proiectări pentru uzine şi fabrici cu acest profil.

E 2551

AUTOMATICA și ELECTRONICĂ

4

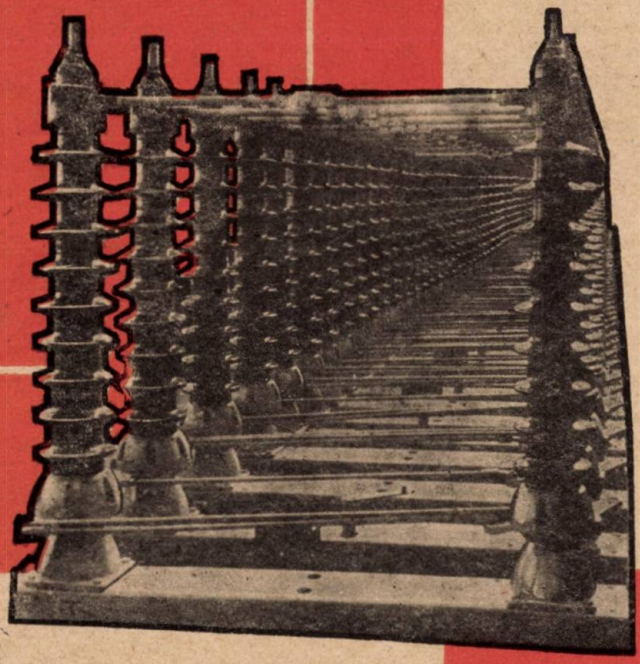
AUTOMATICA ȘI ELECTRONICA • BUCUREȘTI • VOLUMUL 10 • NR. 4 • IULIE — AUGUST • 1966

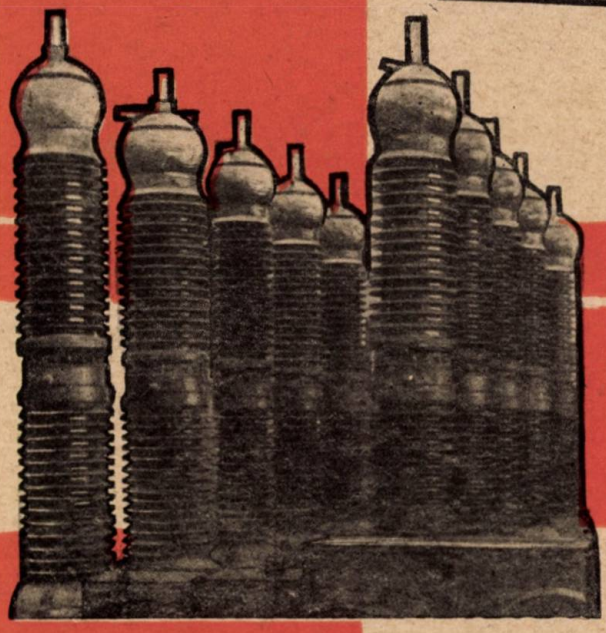


Pentru echiparea
sistemelor energetice

APARATE ELECTRICE DE ÎNALTĂ TENSIUNE 6—220 kV

- separatoare
- întreruptoare
- siguranțe fuzibile
- descărcătoare cu fibră
- transformatoare de măsură
- celule prefabricate complet utilate pentru diferite scopuri





Livrează

UZINELE ELECTROPUTERE CRAIOVA

MŰSZAKI KÖNYVTÁR
DOKUMENTÁCIÓS OSZTÁLY

AUTOMATICA ŞI ELECTRONICA

Vol. 10 (1966), nr. 4 (iulie-august), p. 149 — 200

CUPRINS

CZ 62—523.2 :621.382.333.3 :621.34.024

Anastasiu, S., Constantinescu, M. şi *Emanoil, D.* :

Sisteme de reglare moderne cu elemente de execuţie cu tiristoare pentru acţionări electrice în curent continuu.

Automatica şi Electronica 10, nr. 4, iul-aug 1966, p. 149—154

CZ 531.768.5 :531.781.2 :621.3.083.3

Jakab, I,. Zaharescu, A. şi *Rugină, I.* :

Un accelerometru tensometric cu amortizare artificială realizată prin corecţie electrică.

Automatica şi Electronica 10, nr. 4, iul—aug 1966, p. 155—159

CZ 681.142.MAC—1 (498.11)

Petrescu, A., Şipoş, I., Guran, M. şi *Dimo, P.* :

Calculatorul electronic analogic MAC—1.

Automatica şi Electronica 10, nr. 4, iul-aug 1966, p. 160—164

CZ 621.398 :621.374.33

Steiner, M. şi *Duma, M.* :

Dispozitiv de selecţie cu circuit de blocare.

Automatica şi Electronica 10, nr. 4, iul-aug 1966, p. 164—167

CZ 534.612.3 :621.38.083.98

Georgescu, I. A. :

Asupra metodelor electronice pentru măsurat zgomotul rulmenţilor.

Automatica şi Electronica 10, nr. 4, iul—aug 1966, p. 167—171

CZ 531.719.27 :533.6.08

Băjenescu, T. :

Unele rezultate noi obţinute din modelarea analogică a ecuaţiei mişcării particulelor solide antrenate de un flux curbiliniu.

Automatica şi Electronica 10, nr. 4, iul-aug 1966, p. 171—174

CZ 621.372.44.016.351

Tătaru, E. :

Analiza regimului static în cazul circuitului bistabil cu o diodă tunel.

Automatica şi Electronica 10, nr. 4, iul-aug 1966, p. 175—178

CZ 621.373.444.012

Negreanu, D. :

Circuite de comutaţie cu diode tunel.

Automatica şi Electronica 10, nr. 4, iul-aug 1966, p. 178—185

CZ 621.3.016.352

Cserveny, I. :

Studiul stabilităţii sistemelor eşantionate cu ajutorul criteriului Mihailov-Leonhardt.

Automatica şi Electronica 10, nr. 4, iul-aug 1966, p. 186—189

CZ 621.385.84.621.317.32

Ponner, I. :

Studiul teoretic şi experimental a două relee electronice pentru sesizarea lipsei semnalelor alternative.

Automatica şi Electronica 10, nr. 4, iul-aug 1966, p. 190—193

CZ 621.314.634.016.351

Gliga, Al. şi *Mangiurea, F.O.:*

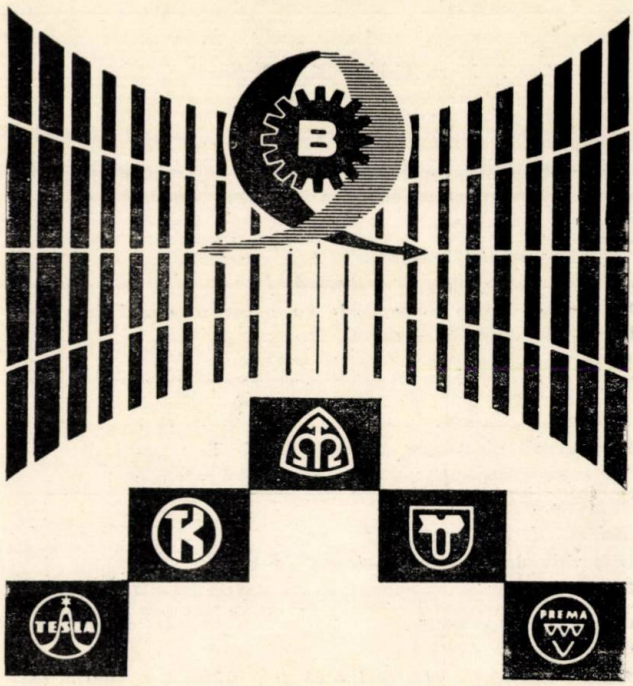
Sistemul de stabilizare a redresorului de 48 V—20 A fabricat de uzina „Electromagnetica".

Automatica şi Electronica 10, nr. 4, iul-aug 1966, p. 193—197

RECENZII 197—198

CRONICĂ 199

BRNO 1966



Aparate de fabricaţie consacrată pentru laborator, reglare şi automatizare industrială

Regula — aparate pentru reglare şi automatizare
Prema — contoare de gaz, contoare de apă, manometre
Tesla — aparate de măsură electronice
Metra Blansko — aparate de măsură electrice clasice
Křižik — contoare electrice, disjunctoare, transformatoare

Cu prilejul celui de-al VIII-lea Tîrg internaţional de la Brno, care va avea loc între 11 şi 20 septembrie 1966, vă vom arăta la standul KOVO, pavilionul C, galeria II, un sortiment bogat de aparate

Export prin

EXPORT IMPORT KOVO
PRAHA CZECHOSLOVAKIA

OROSZÁGOS MŰSZAKI KÖNYVTÁR ÉS DOKUMENTÁCIÓS KÖZPONT 1883

AUTOMATICA și ELECTRONICA

REVISTĂ TEHNICO-ȘTIINȚIFICĂ DE AUTOMATICĂ, ELECTRONICĂ INDUSTRIALĂ ȘI TEHNICĂ NUCLEARĂ

ORGAN AL MINISTERULUI INDUSTRIEI CONSTRUCȚIILOR DE MAȘINI ȘI AL CONSILIULUI NAȚIONAL AL INGINERILOR ȘI TEHNICIENILOR DIN REPUBLICA SOCIALISTĂ ROMÂNIA

Vol. X (pag. 149—200) nr. 4, iulie—august București, 1966

Ing. S. ANASTASIU, ing. MARIA CONSTANTINESCU și ing. DOINA EMANOIL

Sisteme de reglare moderne cu elemente de execuție cu tiristoare pentru acționări electrice în curent continuu

Creșterea vitezei de prelucrare în procesele de producție, impusă de cerințele deosebite ale tehnicii moderne de creștere a productivității, a dus implicit la creșterea necesităților de precizie a reglării și, ca urmare, la elaborarea de sisteme de reglare specializate pentru procese dinamice rapide (domeniul acționărilor electrice).

Pe această linie s-a elaborat la I.P.A. și s-a introdus în fabricație la Uzinele „Electromagnetica" — București ansamblul de dispozitive transistorizate cunoscut sub denumirea de „sistem de reglare unificat pentru procese dinamice rapide UNIDIN" [1], [2]. Sistemul a fost destinat în principal acționărilor în c.c., comandate prin amplificatoare magnetice, eventual prin amplidine.

Realizarea și dezvoltarea producției de tiristoare (redresoare cu siliciu comandate), în special după anul 1962, au făcut posibilă obținerea, pe baza acestora, de performanțe dinamice superioare, legate și de alte avantaje tehnico-economice cunoscute (gabarit redus, lipsă de întreținere etc.).

Ca urmare, s-a trecut la completarea sistemelor de reglare, deja realizate, cu dispozitivele necesare comenzii tiristoarelor în instalații de acționări cu motoare de c.c.

Pe această linie s-au elaborat, în anii 1963—1965, și au intrat în fabricație curentă un ansamblu de module sub denumirea de „complex de comandă pe grilă" și sisteme de reglare utilizînd această aparatură împreună cu regulatoare UNIDIN. Articolul de față prezintă rezultatele acestor studii și elaborări.

O analiză recentă a firmelor constructoare europene a dus la constatarea că anii 1965, și în special 1966, sînt anii de început al producerii și utilizării economice a sistemelor de reglare cu tiristoare pentru acționări în c.c. Pentru viitor se prevede dezvoltarea, pe baza tiristoarelor, a sistemelor de reglare prin frecvență și tensiune variabilă a motoarelor de c.a., avînd în vedere avantajele motoarelor de c.a. față de motoarele de c.c. (robustețe, moment de inerție și gabarit redus, lipsa colectorului), sisteme care, deocamdată, din considerente economice și de performanțe dinamice, își găsesc aplicații în cazuri speciale.

Componența sistemului de reglare elaborat

După cum s-a menționat mai sus, utilizarea tiristoarelor în sistemele de reglare a acționărilor electrice necesită unele dispozitive special destinate acestor utilizări, al căror ansamblu a fost denumit „complex de comandă pe grilă".

Complexul de comandă pe grilă este situat între regulator și redresoarele comandate (fig. 1), rolul său fiind acela de transformare a tensiunii

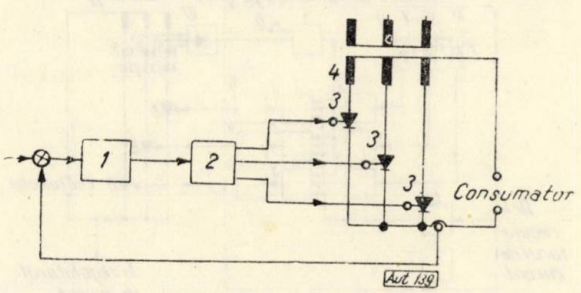


Fig. 1. Poziția complexului de comandă în scheme de reglare:
1 — regulator de curent; *2* — complex de comandă pe grilă; *3* — ventile comandate; *4* — transformator de alimentare.

continue furnizate de regulator într-o succesiune de impulsuri al căror defazaj este proporțional cu tensiunea continuă de intrare. Complexul de comandă, împreună cu redresorul, constituie elementul de execuție al sistemului de reglare.

În afară de funcţiunea de bază menţionată, complexul asigură: o variaţie liniară a defazajului impulsului între 0 şi 180° electrice, funcţie de tensiunea continuă aplicată, blocarea impulsurilor de comandă în cazul unui scurt-

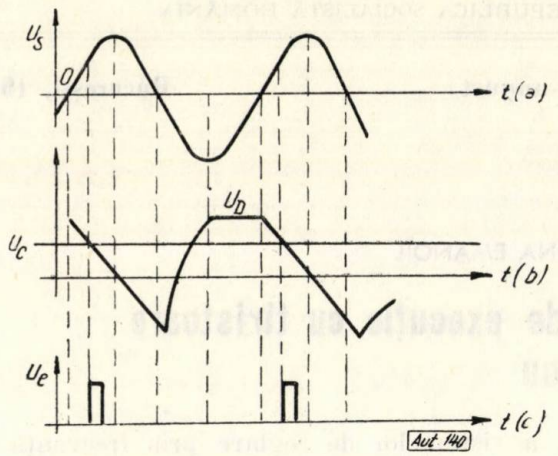


Fig. 2. Principiul comenzii pe verticală.

circuit în circuitul principal, separarea galvanică a circuitelor de reglare de electrodul de comandă.

Pentru obţinerea impulsurilor de comandă se foloseşte principiul comenzii pe verticală a defazajului, care constă în compararea tensiunii continue de comandă cu o tensiune alternativă sincronă cu tensiunea de alimentare a ventilului comandat; în momentul coincidenţei, dispozitivul de comandă dă la ieşire un impuls de o anumită putere şi durată (fig. 2). Tensiunea de comparaţie poate fi exponenţială, triunghiulară, în dinte de ferăstrău sau cosinusoidală.

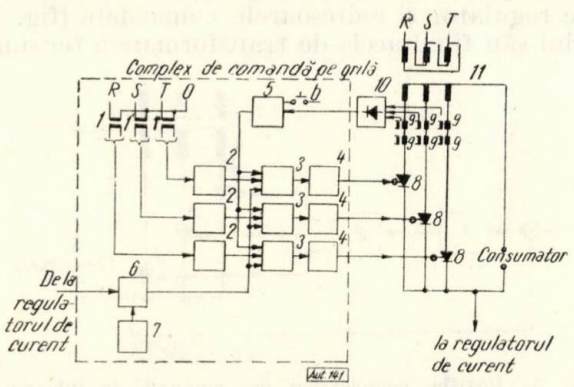


Fig. 3. Componenţa complexului de comandă pe grilă într-o schemă de reglare a curentului:

1 — transformator de sincronizare; *2* — generator dinte de ferăstrău; *3* — formator de impuls; *4* — amplificator de ieşire; 5 — dispozitiv de protecţie; *6* — amplificator de intrare; 7 — dispozitiv de limitare; 8 — ventile comandate; *9* — transformator de curent; *10* — redresor; *11* — transformator de alimentare.

La complexul de comandă pe grilă realizat s-a utilizat tensiunea de comparaţie dinte de ferăstrău, cu o pantă coborîtoare constantă, care permite o schemă relativ mai simplă şi o ajustabilitate mai bună.

Întreg complexul de comandă pe grilă, realizat ca o completare a UNIDIN-ului, este transistorizat, tipizat după funcţiuni, permiţînd obţinerea unor scheme de structură şi complexitate foarte diferite.

În figura 3 este reprezentată o schemă de reglare a curentului debitat de un redresor reglabil trifazat stea utilizînd complexul de comandă. În această figură, tensiunea de referinţă este dată de generatoarele de tensiune în dinţi de ferăstrău *2*, şi sincronizarea porţiunii liniare a acestei tensiuni cu tensiunea anodică a redresorului pe care se comandă aprinderea se realizează prin transformatorul de sincronizare *1*. În blocul *3* (formator de impuls) se face comparaţia dintre această tensiune şi tensiunea continuă de la regulator, obţinîndu-se astfel impulsul de comandă. Amplitudinea şi puterea impulsului aplicat pe electrozii de comandă sînt stabilite de amplificatoarele de ieşire *4*.

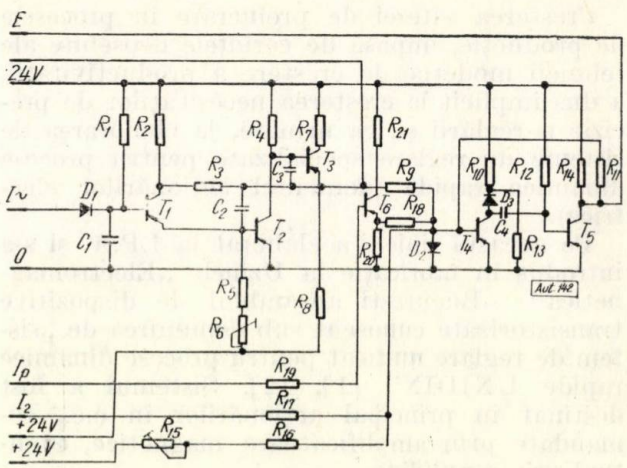


Fig. 4. Dispozitiv de comandă pe grilă (generator de tensiune în dinţi de ferăstrău şi formator de impuls).

Existenţa impulsului de comandă este condiţionată de tensiunea negativă furnizată de dispozitivul de protecţie la scurtcircuit *5*. La apariţia unui scurtcircuit în circuitul principal, dispozitivul de protecţie (un circuit bistabil cu poziţie preferenţială) dă la ieşire tensiune zero, blocînd astfel impulsurile de comandă. Amplificatorul de intrare *6* realizează adaptarea dintre dispozitivul de comandă pe grilă şi regulator, iar împreună cu dispozitivul de limitare *7* limitează semnalele de comandă la valorile corespunzătoare defazajelor limită, impuse de schemă.

În figura 4 este reprezentată schema dispozitivului de comandă pe grilă, format din generatorul de tensiune în dinte de ferăstrău (T_1, T_2, T_3) şi formatorul de impuls (T_4, T_5), respectiv *2* şi *3* din figura 3. Panta coborîtoare constantă a tensiunii în formă de dinţi de ferăstrău se obţine prin încărcarea unui condensator C_2 subcurent constant; deschiderea şi închiderea transistorului T_1, deci faza tensiunii

liniar variabile, sînt determinate de tensiunea de sincronizare aplicată la borna $I \sim$. Formatorul de impuls stabileşte momentul declanşării impulsului şi formează impulsurile de comandă. El dă un impuls de ieşire în momentul negativării bazei lui T_4, impuls a cărui durată constantă este stabilită de valorile C_4 şi R_{12}. Negativarea bazei lui T_4 se obţine în momentul coincidenţei tensiunii de la regulator cu cea liniar variabilă, comparate prin rezistenţele R_{17} şi R_9. Tensiunea negativă, furnizată de dispozitivul de protecţie, este introdusă în circuitul de comparaţie printr-un repetor pe emitor T_6 şi condiţionează apariţia impulsului.

Amplificatorul de ieşire (fig. 5), conceput în două variante, pentru tiristoare (AE 22 W) şi

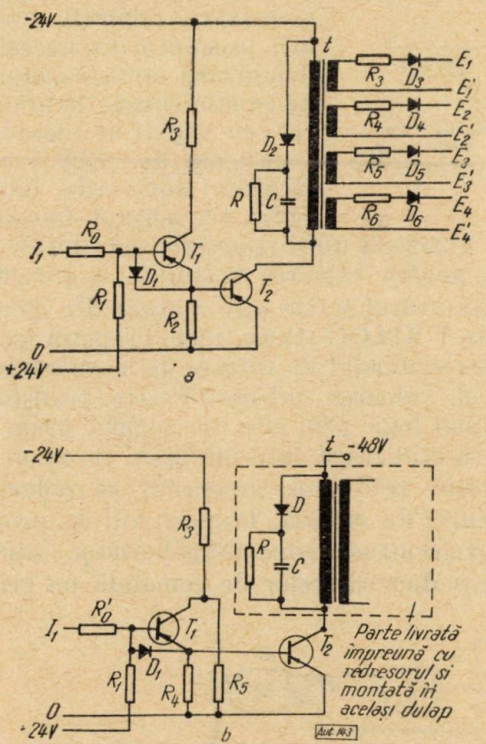


Fig. 5. a) Amplificator de ieşire 22 W. b) Amplificator de ieşire 240 W.

pentru mutatoarele cu vapori de mercur (AE 240 W), realizează amplificarea în putere a impulsurilor de comandă şi separarea galvanică a circuitului de comandă de electrodul de comandă. Pentru limitarea supratensiunilor care apar în momentul blocării transistorului T_2, datorită inductanţei transformatorului, amplificatorul este prevăzut cu circuitul de protecţie D_2, R şi C.

Amplificatorul de intrare (fig. 6), ca adaptor între dispozitivul de comandă şi regulator, este un amplificator simetric (dată fiind simetria regulatorului), repetor pe emitor. Prin cele două etaje se obţine amplificarea în curent necesară. Pe bornele I_1' şi I_2' se cuplează dispozitivele de limitare, iar la I_1 şi I_2 ,regulatorul.

Schema de principiu a unui sistem de reglare a vitezei unui motor de c.c., cu tiristoare şi complex de comandă pe grilă în varianta din figura 3, este reprezentată în figura 7. Redresorul şi complexul de comandă sînt figurate simbolic. Prin utilizarea a două regulatoare

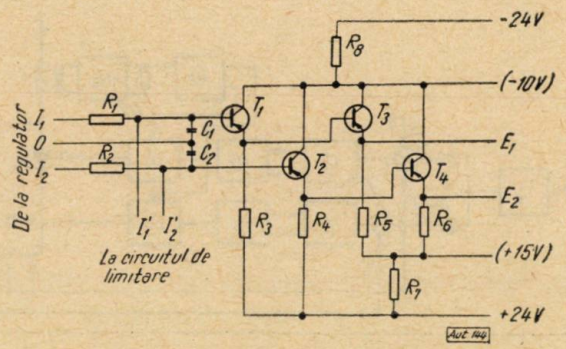


Fig. 6. Amplificator de intrare.

UNIDIN, montate în cascadă, se asigură reglarea simultană a curentului indusului, a turaţiei, şi limitarea curentului la valoarea admisibilă. Caracteristicile dinamice ale elementului de execuţie, compus din complexul de comandă şi redresor, exprimate prin timpul mort al redresorului T_m, şi coeficientul de amplificare $K = dU_{redr}/dU_{regulator}$ [3], [4], intervin în bucla de reglare a curentului. Ţinînd seamă de acestea şi de constanta de timp de filtraj a traductorului de curent, prin ajustarea corespunzătoare a regulatoarelor conform criteriilor lui Kessler [6], [7] (în general criteriul modulului pentru regulatorul curentului şi criteriul simetriei pentru regulatorul turaţiei), în cazul unui redresor trifazat în punte se pot obţine timpi de răspuns de circa 13 ms în bucla de curent şi circa 160 ms în bucla de turaţie.

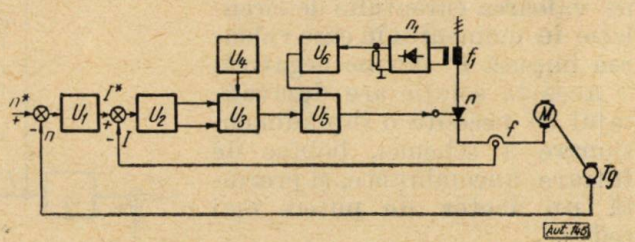


Fig. 7. Schema de principiu a unui sistem de reglare a vitezei unui motor de c. c. :

M – motor de c.c. ; n – tiristoare ; n_1 – redresor ; f – traductor de c.c. ; f_1 – traductor de c.a. ; U_1 – regulator al turaţiei ; U_2 – regulator al curentului ; U_3 – amplificator de intrare ; U_4 – dispozitiv de limitare ; U_5 – dispozitiv de comandă pe grilă ; U_6 – dispozitiv de protecţie la scurtcircuit.

Structura sistemului de reglare în cazul acţionărilor reversibile

Sistemele de reglare de tipul prezentat mai sus îşi găsesc o utilizare importantă la acţionările reversibile.

După modul de obţinere a efectului de inversare a curentului de sarcină, schemele se împart

în: scheme cu curenţi de circulaţie (fig. 8) şi scheme fără curenţi de circulaţie (fig. 9). Pentru ambele variante există două grupuri separate de redresoare, pentru fiecare sens al curentului.

În schemele cu curenţi de circulaţie, prin fiecare din cele două ramuri circulă curent. Cu-

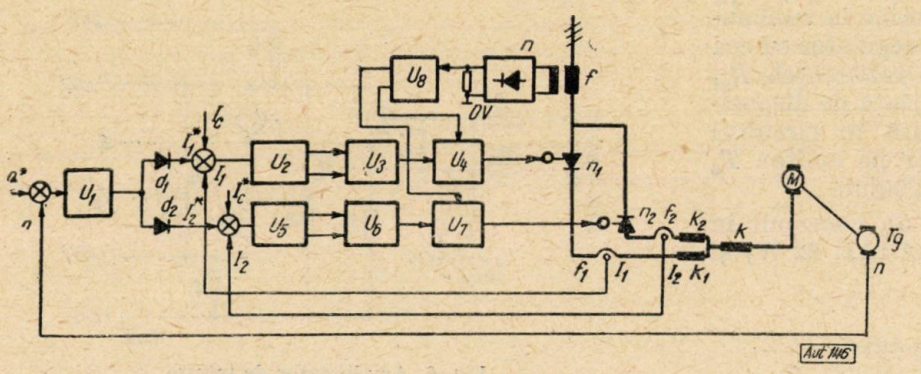


Fig. 8. Schemă trifazată bidirecţională cu curenţi de circulaţie:
U_1 – regulator de turaţie; U_2, U_5 – regulator de curent; U_3, U_6 – amplificator de intrare; U_4, U_7 – dispozitiv de comandă pe grilă; U_8 – dispozitiv de protecţie la scurtcircuit; f – transformator de curent; f_1, f_2 – traductor de curent; n – redresor; n_1, n_2 – tiristor; d_1, d_2 – diodă; k – bobină de filtrare; k_1, k_2 – bobină de limitare a curentului; Tg – tahogenerator; M – motor de c.c.

rentul de sarcină este determinat de diferenţa celor doi curenţi din ramuri. După cum s-a reprezentat în figura 8, schema cuprinde pe fiecare din cele două redresoare aceleaşi elemente ca şi o schemă unidirecţională. Schemei de reglare îi revine sarcina suplimentară de a regla, în afară de curentul prin motor, şi valoarea curentului de circulaţie la valoarea admisă de circa 10% din In. În acest scop, fiecare amplificator de intrare primeşte comanda de la cîte un regulator de curent U_2, U_5. La intrarea acestora se aplică, pe de o parte, valoarea impusă de la regulatorul U_1 (regulator al turaţiei) şi, în plus, valoarea impusă I_c^* constantă, care impune valoarea curentului de circulaţie în momentul în care valoarea impusă I^* devine negativă.

Această soluţie are dezavantajul că necesită o supradimensionare a schemei, bobine de filtrare ancombrante, şi prezintă un factor de putere mai redus.

Schema bidirecţională, fără curent de circulaţie, înlătură dezavantajele prezentate de prima prin suprimarea completă a curentului de circulaţie, în aşa fel încît un singur grup de redresoare debitează curent. Asemenea funcţionare este obţinută prin utilizarea unui ansamblu echipat cu elemente logice, denumit comutator static (U_7, fig. 9). Acesta asigură blocarea dispozitivelor de comandă pe grilă de pe un sens, în momentul funcţionării celor de pe celălalt sens. Comutarea funcţionării de la grupurile corespunzătoare unui sens la grupurile corespunzătoare celuilalt sens se face în funcţie de polaritatea valorii impuse a curentului şi numai după anularea curentului de sarcină.

Polaritatea valorii impuse a curentului este obţinută de la ieşirea regulatorului de turaţie U_1. Momentul anulării curentului de sarcină este sesizat prin anularea căderii de tensiune pe dioda d, conectată în secundarul transformatoarelor de curent f, după redresorul n. Trecerea de la „blocare" la „funcţionare" a grupurilor de dispozitive de pe fiecare sens se face cu o întîrziere de 2–10 ms, necesară anulării certe a curentului (datorită imprecizie sesizării anulării curentului), precum şi din necesitatea deionizării mutatoarelor care au condus curent (la mutatoarele cu vapori de mercur).

Schema de bază a comutatorului static este dată în figura 10, schemă folosită în cazul utilizării unui traductor sensibil la polaritate, pentru valoarea măsurată a curentului.

Comutatorul static este realizat din elemente tipizate UNILOG (timp, nici şi repetor pe emitor), iar semnalul de intrare de la valoarea impusă şi valoarea măsurată este transformat în semnal logic prin cîte un element prag. Prin c_1, c_2 se realizează interblocarea, în cazul folosirii unui traductor nesensibil la polaritatea curentului de sarcină. Dispozitivul de protecţie la scurtcircuit este conectat la borna p, impunînd blocarea dispozitivelor de comandă pe grilă de

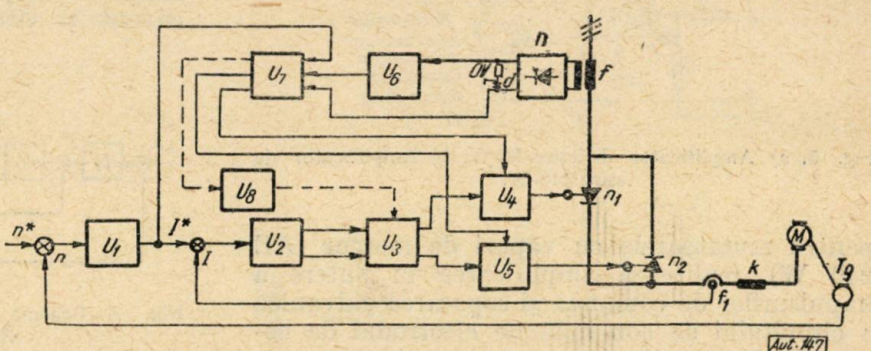


Fig. 9. Schemă trifazată bidirecţională fără curenţi de circulaţie:
U_1 – regulator de turaţie; U_2 – regulator de curent; U_3 – amplificator de intrare; U_4, U_5 – dispozitiv de comandă pe grilă; U_6 – dispozitiv de protecţie la scurtcircuit; U_7 – comutator static; U_8 – bloc de control UNIDIN; d – diodă; f – transformator de curent; f_1 – traductor de curent; n_1, n_2 – tiristoare; n – redresor; M – motor de c.c.; k – bobină de filtrare; Tg – tahogenerator.

pe ambele sensuri la apariţia unui scurtcircuit în circuitul principal.

La ajustarea regulatorului de curent U_2 în schemele reversibile trebuie să se aibă în vedere doi factori suplimentari, şi anume:

— neliniaritatea sistemului în jurul valorilor de curenţi apropiate de zero, datorită apariţiei

regimului de curent întrerupt; aceasta se manifestă prin micşorarea pronunţată a factorului de amplificare, compensată parţial de scăderea constantei de timp a indusului [8], [10];

— timpul mort suplimentar la inversarea curentului (datorită comutatorului static); acesta poate provoca suprareglaje la semnale mari de comandă a inversării curentului (corespunzătoare curentului limită).

Ajustarea regulatorului conform criteriului modulului (cu suprareglaj 4%), ţinînd seamă de timpul mort suplimentar, duce la un timp lung de răspuns. Pentru ameliorarea răspunsului, în schema de reglare s-a introdus un semnal de la un dispozitiv U_3, cu funcţionare discontinuă (realizat cu elemente logice), care, la comanda de inversare a sensului curentului, comandă prin amplificatorul de intrare U_3 şi prin U_4, U_5 trecerea în regim de invertor a redresoarelor n_1 şi n_2. Acţiunea se transmite atît timp cît polaritatea valorii impuse a curentului nu coincide cu polaritatea curentului din circuit. Ca urmare a anulării rapide a curentului, ajustarea regulatorului se poate face astfel încît să se obţină performanţe asemănătoare cu cele din cazul schemelor nereversibile.

Dispozitivul U_8, denumit bloc de control, are şi funcţia de supraveghere a poziţiei de repaus a motorului (împiedicarea fenomenului de tîrîre datorită derivei regulatoarelor [9]).

Sistemul de reglare prezentat a fost experimentat pe un model, reprezentînd o acţionare reversibilă cu motor de c.c. de 4,5 kW, 1 500 rot/min, comandat prin două punţi cu tiristoare conectate în antiparalel, fără circulaţie de curent. S-au reglat în cascadă curentul şi turaţia motorului, reacţia de turaţie obţinîndu-se printr-un generator de c.c.

Performanţele obţinute s-au prezentat în oscilogramele *a*, *b*, *c*, *d* (fig. 11).

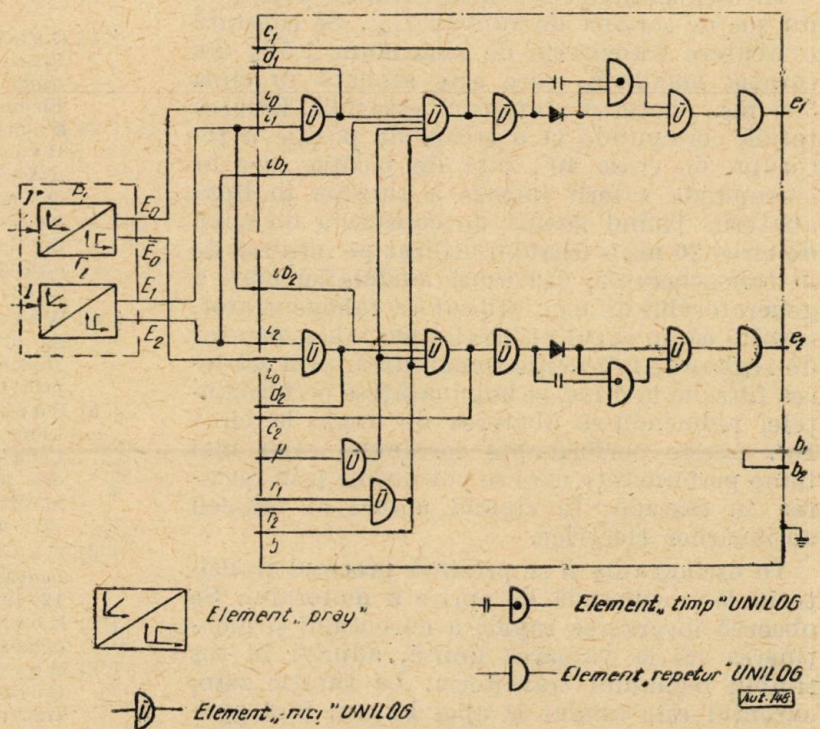


Fig. 10. Comutator static în scheme bidirecţionale cu un traductor sensibil la polaritate.

În oscilograma *a* se prezintă răspunsul la un semnal treaptă la intrarea regulatorului de curent, cu inversarea curentului. Timpul de stabilire este de circa 13 ms, cu timpul de pauză la anularea curentului de circa 3 ms. Performanţele corespund celor mai bune performanţe

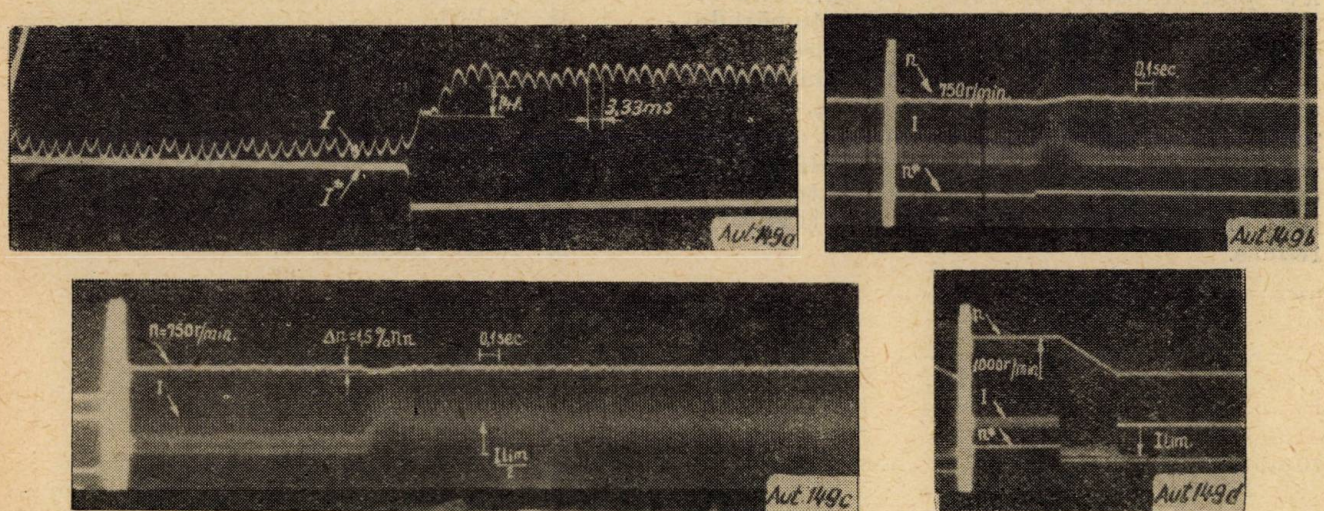


Fig. 11. a) Procesul tranzitoriu cu inversarea curentului la semnale mari (curentul limită). b) Procesul tranzitoriu al turaţiei şi curentului la semnal treaptă la intrarea regulatorului de turaţie. c) Procesul tranzitoriu al turaţiei şi curentului la şoc de sarcină de I_{lim}. *d*) Procesul tranzitoriu la o comandă de oprire cu bloc de control.

obţinute, publicate în literatura de specialitate.

În bucla de turaţie cu regulator PI, ajustat conform criteriului modulului, cu filtru la intrare, s-a obţinut un timp de răspuns de circa 300 ms (osc. *b*).

În oscilograma *c* s-a înregistrat răspunsul la un şoc de sarcină de valoare I_{lim}. Se constată o abatere tranzitorie de maximum 1,5% din turaţia nominală, care este anulată în circa 300 ms. Abaterea staţionară este nulă. Eroarea totală corespunde la o eroare de poziţie a rotorului de circa 40°, faţă de poziţia care ar corespunde valorii impuse a turaţiei în lipsa abaterii. Ţinînd seamă de constanta de timp de circa 20 ms a filtrului utilizat pe intrarea de la tahogenerator, din cauza ondulaţiei mari a generatorului de c.c., utilizat ca tahogenerator, rezultă că, în cazul utilizării unui tahogenerator de reglare de fabricaţie românească, prin scăderea filtrului la 5 ms, se îmbunătăţesc performanţele, reducîndu-se abaterea de unghi la circa 10°. Aceste performanţe corespund celor mai bune performanţe care se pot obţine prin reglarea în cascadă, în stadiul actual al tehnicii acţionărilor electrice.

În oscilograma *d* se prezintă procesul tranzitoriu la o comandă de oprire a motorului. Se observă inversarea rapidă a curentului şi menţinerea lui la valoarea limită, admisă în tot timpul regimului tranzitoriu. La turaţie zero, curentul este anulat şi apoi blocat, fără apariţia fenomenului de tîrîre, prin intervenţia blocului de control.

Concluzii

Sistemul permite realizarea, prin utilizarea tiristoarelor, a unor acţionări reversibile şi nereversibile de puteri pînă la circa 300 kW, cu posibilitatea extinderii domeniului peste 1 000 kW prin utilizarea de baterii de tiristoare în serie şi paralel. El poate fi aplicat la acţionări de puteri de peste 300 kW prin folosirea unor mutatoare cu vapori de mercur sau prin comanda pe excitaţie a generatoarelor de c.c. (în grupurile generator-motor) sau pentru reglarea tensiunii alternatoarelor. Pentru puteri mici (cazul maşinilor-unelte), sistemul poate fi realizat în variante de complexitate, cost şi gabarit reduse.

Elaborarea sistemelor de reglare a motoarelor de c.c. cu tiristoare şi complex de comandă pe grilă permite realizarea, cu aparatură fabricată în ţară, a unor acţionări rapide cu performanţe ridicate.

BIBLIOGRAFIE

[1] Damsker, D., Weinrich, G., Landau, I., Brana, C. *Schema tip de acţionare electrică automatizată prin blocuri transistorizate.* În: Automatica şi Electronica, nr. 3, 1961.

[2] Damsker, D., Weinrich, G., Landau, I., Brana, C. *Acţionarea reversibilă cu reglare optimală în cascadă a curentului şi turaţiei.* În: Probleme de automatizare, vol. 3, 1961.

[3] Anastasiu, S., Landau, I., Chivăran, S., Constantinescu, M. *Instalaţii cu tiristoare utilizate la acţionările electrice automatizate cu motoare de c.c.* În: Automatica şi Electronica, nr. 5, 1963.

[4] Weinrich, G., Landau, I., Anastasiu, S., Constantinescu, M., Chivăran, S. *Reglarea automată a vitezei motoarelor de c.c.comandate prin tiristoare.* În: Probleme de automatizare, vol. 5.

[5] Bărbulescu, I., Anastasiu, S., Constantinescu, M., Emanoil, D., Fruntеş, P. *Complex de comandă pe grilă pentru redresoare comandate şi folosirea sa în instalaţii industriale.* În: Automatizarea proceselor industriale, culegere de comunicări la sesiunea I.P.A. Bucureşti, IDT, 1965.

[6] Kessler, C. *Ueber die Vorausberechnung optimalabgestimmter Regelkreise.* În: Regelungstechnik, nr. 12, 1954; nr. 1, 1955; nr. 2, 1955.

[7] Kessler, C. *Das symmetrische Optimum.* În: Regelungstechnik, nr. 11, 1958; nr. 12, 1958.

[8] Meyer, M., Möltgen, G., Wesselak, F. *Der Quecksilberdampf-Stromrichter als Stellglied in Regelkreisen.* În: Siemens Zeitschrift, nr. 10, 1960.

[9] Anastasiu, S., Gavăt, S. *Bloc de control UNIDIN.* Proiect I.P.A., aprilie 1965.

[10] Anastasiu, S., Emanoil, D. *Scheme tip de reglare cu CCG şi regulatoare UNIDIN.* Proiect I.P.A., decembrie 1965.

[11] Geissing, H., Möltgen, G. *Thyristorstromrichter für Gleichstrom-Umkehrantriebe.* În: Siemens Zeitschrift, nr. 4, 1965.

[12] *Ein einfaches Impulssteurgerät für Thyristoren.* În: AEG Mitt., nr. 3—4, 1964.

[13] Zürcher, S. *Les montages à deux groupes de mutateurs sans courant de circulation.* În: Revue B.B., nr. 11—12, 1961.

[14] Gäde, H., Reuter, H., Roth, W. *Regelungsbausteine des Bausteinsystems TRANSIDYN-B für die Steuerung von Thyristorstromrichter.* În: Siemens Zeitschrift, nr. 3, 1965.

[15] Reichmann, H., Weinkler, H. *Halbleiterstromrichter für geregelte Gleichstromantriebe.* În: AEG Mitt., nr. 5—6, 1964.

[16] Achenbach, H., Hirschberg, G. *Erregung von Synchronmaschinen ueber Thyristorstromrichter.* În: Siemens Zeitschrift, nr. 4, 1965.

Ing. I. JAKAB, ing. A. ZAHARESCU şi ing. I. RUGINĂ

Un accelerometru tensometric cu amortizare artificială realizată prin corecţie electrică

În lucrările [1], [2] s-a arătat posibilitatea de a realiza, cu ajutorul unor circuite electrice de corecţie corespunzător alese, traductoare pentru măsurarea diferitelor mărimi neelectrice avînd parametrii mecanici echivalenţi, cum sînt amortizarea şi frecvenţa proprie, diferiţi de cei fizici, ceea ce permite obţinerea unor caracteristici funcţionale şi constructive mai avantajoase.

În articolul de faţă se descrie realizarea unui accelerometru de tip seismic, cu elemente tensometrice, la care amortizarea optimă pentru funcţionarea în regim de accelerometru se obţine prin metoda amintită.

Construcţia traductorului accelerometric este arătată în figura 1. El constă într-o lamă elastică *1*, pe care sînt aplicate patru traductoare tensometrice cu fir rezistiv, şi masa seismică *2*. Lama este încastrată în suportul *3*, solidar cu corpul accelerometrului, care se fixează rigid pe piesa a cărei acceleraţie se măsoară.

După cum se ştie, funcţionarea unui sistem mecanic de acest tip este descrisă de ecuaţia diferenţială :

$$\frac{d^2y}{dt^2} + 2\delta\frac{dy}{dt} + \omega_0^2 y = -\frac{d^2x}{dt^2}, \qquad (1)$$

unde :

$x\ (t)$ reprezintă deplasarea corpului traductorului faţă de un reper fix, iar

$y\ (t)$ — deplasarea masei seismice, cu care e proporţională mărimea de ieşire, în cazul nostru deformaţia care apare într-un punct al lamei elastice a acceleratorului ;

$\omega_0 = \sqrt{\frac{h}{m}}$ — frecvenţa proprie a sistemului ;

$\delta = \frac{r}{2m}$ — factorul de amortizare ;

m, k, r — respectiv masa, coeficientul de elasticitate şi amortizarea sistemului.

Aplicînd relaţiei (1) transformarea Laplace, în ipoteza condiţiilor iniţiale nule, ea se scrie sub forma :

$$(p^2 + 2\,\delta\,p + \omega_0^2)\ Y\ (p) = -\,p^2\,X(p), \qquad (2)$$

de unde se obţine funcţia de transfer acceleraţie — deformaţie a traductorului :

$$F(p) = \frac{Y(p)}{p^2X(p)} = -\frac{1}{p^2 + 2\delta p + \omega_0^2}. \qquad (3)$$

După cum se ştie, sistemul funcţionează ca accelerometru pentru frecvenţele $\omega \ll \omega_0$, eroarea depinzînd şi de valoarea factorului de amortizare. Se recomandă ca factorul de amortizare să se aleagă astfel ca :

$$\frac{\delta}{\omega_0} = n = 0{,}65.$$

În acest caz se asigură, în banda de frecvenţă $0 \ldots 0{,}7\ \omega_0$, o eroare de amplitudine sub 5% şi o eroare de fază sub 5°.

Cum amortizarea proprie a lamei accelerometrului, determinată de pierderile interne şi de frecarea cu aerul, este foarte mică, e nevoie de o amortizare suplimentară, care de obicei se realizează prin plasarea sistemului într-un lichid cu viscozitate corespunzătoare. În lipsa acestei amortizări, funcţia de transfer a accelerometrului este :

$$F(p) = -\frac{1}{p^2 + \omega_0^2}. \qquad (4)$$

Se observă că pentru a o aduce la forma necesară :

$$F(p) = -\frac{1}{p^2 + 2\delta_{opt}\,p + \omega_0^2} \qquad (5)$$

este suficient să o înmulţim cu funcţia :

$$K(p) = \frac{p^2 + \omega_0^2}{p^2 + 2\delta_{opt}\,p + \omega_0^2}. \qquad (6)$$

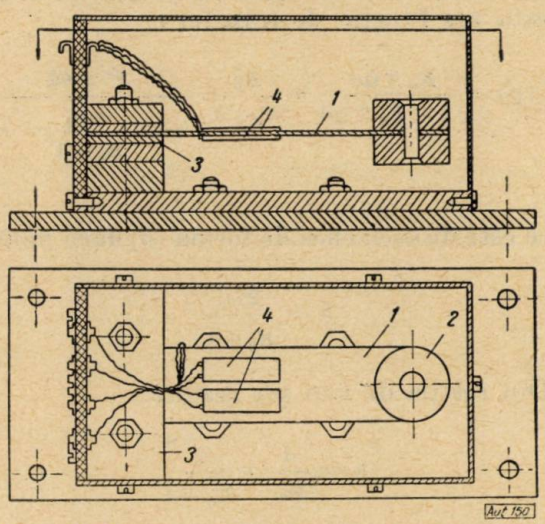


Fig. 1. Traductorul accelerometric.

Amortizarea necesară poate fi deci obţinută prin inserarea în lanţul de măsură a unui cvadripol avînd funcţia de transfer (6). După cum s-a arătat în [1], această funcţie de transfer se realizează, printre altele, de un etaj de ampli-

ficare cu reacţie negativă selectivă, avînd în bucla de reacţie un cvadripol dublu T.

Schema-bloc a acestui circuit de corecţie este arătată în figura 2, în care *1* este un amplificator avînd amplificarea constantă K_0 ($K_0 > 0$), *2* — circuitul dublu T, iar *3* — un

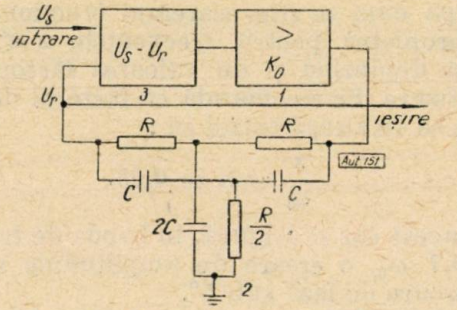


Fig. 2. Schema-bloc a circuitului de corecţie.

circuit care serveşte la introducerea semnalului necorectat U_s în sistemul de corecţie şi care face diferenţa dintre semnalul U_s şi semnalul obţinut prin reacţie U_r.

Circuitul dublu T prezentat în figura 2 are, după cum se ştie, funcţia de transfer în tensiune cu ieşirea în gol :

$$T(p) = \frac{p^2 + \omega_0^2}{p^2 + 4\omega_0 p + \omega_0^2}, \qquad (7)$$

$\left(\text{în care } \omega_0 = \frac{1}{RC}\right)$, deci de forma dorită, dar asigurînd traductorului echivalent o amortizare prea mare ($n = 2$). Prin circuitul cu reacţie din figura 2 se înlătură acest neajuns. Într-adevăr acesta are funcţia de transfer :

$$K(p) = \frac{K_0\, T(p)}{1 + K_0\, T(p)} = \frac{K_0}{K_0 + 1} \cdot \frac{p^2 + \omega_0^2}{p^2 + \frac{4\,\omega_0}{K_0 + 1} p + \omega_0^2}, \qquad (8)$$

care este de asemenea de forma (6) dacă notăm :

$$\delta = \frac{2\,\omega_0}{K_0 + 1}.$$

Din relaţia de mai sus rezultă :

$$n = \frac{\delta}{\omega_0} = \frac{2}{K_0 + 1} \qquad (9)$$

şi deci parametrul n poate fi controlat cu ajutorul amplificării K_0. Pentru a obţine $n = n_{opt} = 0{,}65$ se vede că trebuie îndeplinită condiţia $K_0 = 2{,}08$.

Construcţia traductorului accelerometric a fost arătată în figura 1. Traductoarele tensometrice au fost dispuse simetric, două cîte două, pe feţele lamelei elastice, astfel încît prin legarea lor într-o punte completă se realizează o sensibilitate ridicată, cu eliminarea în acelaşi timp a efectelor date de vibraţiile de torsiune ale lamelei. Alegerea elementelor constructive ale accelerometrului s-a făcut în funcţie de performanţele pe care trebuie să le realizeze acestea : gama de valori ale acceleraţiilor măsurate şi banda lor de frecvenţe. Avînd în vedere faptul că accelerometrul prezentat a fost destinat cercetării experimentale a suspensiei unor autovehicule, au fost luate în considerare următoarele valori ale parametrilor :

— gama de măsurare a acceleraţiilor de la 0,05 g pînă la 2 g ;

— banda frecvenţelor de lucru de la 0 pînă la aproximativ 15 Hz, de unde rezultă că frecvenţa proprie a traductorului trebuie să fie :

$$\omega_0 = \frac{15}{0{,}7} = 21 \text{ Hz}.$$

Trecîndu-se la realizarea concretă a circuitului de corecţie, a trebuit să se ţină seamă de la început de necesitatea de a utiliza un amplificator de curent continuu. În legătură cu aceasta apare dificultatea introducerii circuitului dublu T în bucla de reacţie, astfel încît să nu se transmită totuşi tensiunea continuă de la ieşirea amplificatorului la intrarea acestuia. Dispunîndu-se de un bloc cu şase canale de amplificare de curent continuu simetrice, făcînd parte în mod obişnuit dintr-un complet de aparatură tensometrică [3] care prezenta anumite avantaje în cazul de faţă, s-a recurs la utilizarea unuia dintre aceste canale. Schema de principiu a circuitului de corecţie astfel realizat este prezentată în figura 3. Pe aceeaşi figură este indicat şi modul în care este utilizat un al doilea canal, exclusiv pentru amplificarea semnalului corectat, în vederea înregistrării acestui semnal cu ajutorul unui oscilograf magnetic.

Cu privire la funcţionarea primului canal de amplificare, folosit propriu-zis pentru corecţie, sînt de observat următoarele :

— Existenţa a două intrări (grilele tubului 6H9C) permite efectuarea diferenţei dintre semnalul necorectat al traductorului U_s şi semnalul de reacţie U_r (fig. 2), fără ca circuitul care furnizează semnalul U_s să deranjeze prin prezenţa sa circuitul de reacţie. Într-adevăr, semnalul U_s este introdus în circuitul de catodă al triodei care primeşte pe grilă semnalul de reacţie cu ajutorul celei de-a doua triode a tubului 6H9C.

— Amplificarea fără reacţie a etajului, iniţial mai mare decît era necesar, a fost redusă la valoarea dorită prin divizarea semnalului de ieşire.

— Asigurarea unui regim de curent continuu corect a necesitat introducerea unui al doilea

divizor reglabil, conectat între ieşirea circuitului dublu T şi sursa de —100 V. La calculul amplificării fără reacţie K_0 s-a ţinut bineînţeles seamă şi de această divizare de tensiune.

— Bornele *1—1'* servesc exclusiv verificării echilibrării amplificatorului. Operaţia de echilibrare se efectuează în modul următor : ambele grile ale tubului 6H9C fiind scurtcircuitate la masă se face un prim echilibru cu ajutorul potenţiometrului P_1 ; se face apoi cu ajutorul potenţiometrului P_2 un al doilea echilibru, fiind scurtcircuitată la masă numai grila pe care se aplică semnalul U_s ; în fine, cu ajutorul potenţiometrului P_3 se echilibrează cel de-al doilea amplificator.

Examinînd schema din figura 3 se mai poate observa că o parte din condiţiile simplificatoare, puse cu ocazia expunerii, la începutul acestui articol, a consideraţiilor teoretice privind corecţia electrică a accelerometrului, nu sînt respectate întocmai. Într-adevăr, pe de o parte circuitul dublu T nu lucrează cu ieşirea în gol, ci pe o rezistenţă de 1,55 MΩ, iar pe de altă parte rezistenţa de ieşire a canalului de amplificare (de aproximativ 1,65 kΩ) nu poate fi neglijată cu totul faţă de impedanţa de intrare a circuitului dublu T. Aceasta din urmă fiind dependentă de frecvenţă, şi amplificarea canalului de curent continuu va depinde de frecvenţă. După cum se va vedea însă din studiul schemei prezentate în figura 4, efectele negative, rezultate din plasarea circuitului dublu T în condiţii diferite de cele presupuse iniţial, pot fi înlăturate printr-o alegere potrivită a elementelor schemei, astfel încît să se obţină totuşi o funcţie de transfer de tipul celei din relaţia (6).

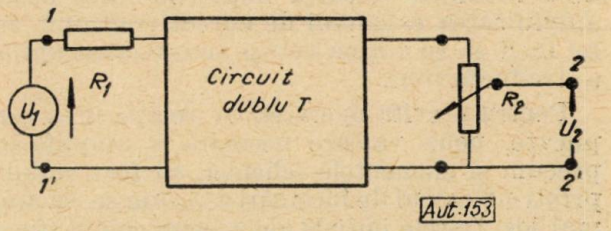


Fig. 4. Schema de calcul pentru determinarea efectului rezistenţelor exterioare asupra funcţiei de transfer a circuitului dublu T.

$$T'(p) = \frac{U_2}{U_1} = M \frac{R_2}{R_1 + R_2 + 4\frac{R_1 R_2}{R}} \cdot \frac{p^2 + \omega_0^2}{p^2 + 4p\omega_0 \frac{R_1 + R_2 + \frac{R}{2} + \frac{R_1 R_2}{R}}{R_1 + R_2 + \frac{4R_1 R_2}{R}} + \omega_0^2 \frac{R_1 + R_2 + 2R}{R_1 + R_2 + \frac{4R_1 R_2}{R}}} \qquad (10)$$

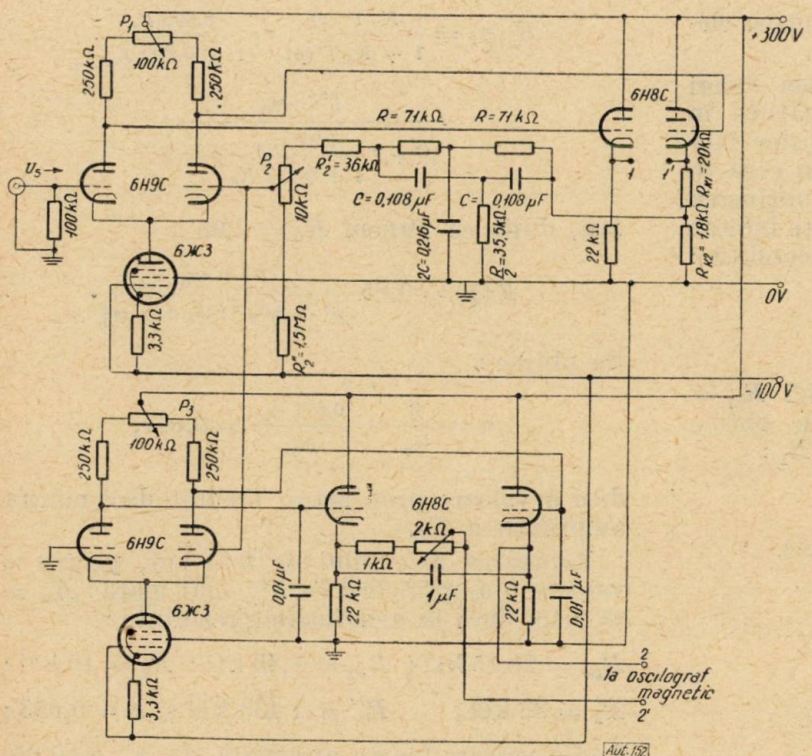


Fig. 3. Schema electrică de principiu a circuitului de corecţie.

Într-adevăr, admiţînd pentru circuitul dublu T o funcţie de transfer de forma (7), se deduce că circuitul din figura 4 are între bornele *1—1'* şi *2—2'* funcţia de transfer (10), în care factorul M reprezintă divizarea de tensiune de la ieşirea circuitului. După cum se vede, zero-ul funcţiei de transfer rămîne acelaşi. Pentru ca această funcţie de transfer să fie de forma (6) trebuie însă îndeplinită condiţia :

$$\frac{R_1 + R_2 + 2R}{R_1 + R_2 + 4\frac{R_1 R_2}{R}} = 1$$

sau, ceea ce e acelaşi lucru :

$$R_1 R_2 = \frac{R^2}{2}. \qquad (11)$$

Expresia (10) devine în acest caz :

$$T'(p) = \frac{U_2}{U_1} = M \frac{R_2}{R_1 + R_2 + 2R} \cdot \frac{p^2 + \omega_0^2}{p^2 + 4p\omega_0 \frac{R_1 + R_2 + R}{R_1 + R_2 + 2R} + \omega_0^2}. \qquad (12)$$

După cum se vede, în cazul respectării relaţiei (11), plasarea circuitului dublu T în con-

diţiile prezentate în figura 4 are ca efect o anumită micşorare a amortizării acestuia, precum şi apariţia factorului constant :

$$M \frac{R_2}{R_1 + R_2 + 2R}.$$

Aceste modificări din caracteristica de transfer a circuitului dublu T duc la necesitatea de a modifica valoarea iniţial stabilită pentru amplificarea canalului de curent continuu, astfel încît să se obţină totuşi amortizarea optimă a traductorului.

Pentru a evita operarea cu relaţii prea complicate, noua valoare necesară a amplificării, precum şi elementele schemei, au fost stabilite printr-un calcul de încercări aşa cum se va arăta mai jos. Datele iniţiale ale acestui calcul (fig. 3) sînt :

a) amplificarea iniţială de tensiune a amplificatorului nemodificat în vederea corecţiei, $A = 26$;

b) $R_{k1} + R_{k2} \cong 22$ kΩ ;

c) tensiunea continuă existentă între catoda tubului 6H8C şi masă, $U_{K0} = 150$ V ;

d) panta tubului 6H8C în punctul de funcţionare, $S \cong 2$ mA/V ;

e) circuitul dublu T este dat şi conţine elementele din figura 3.

Calculul începe prin încercarea unei valori pentru K_0. Întrucît modificările apărute în expresia (12) a caracteristicii de transfer faţă de (7) nu acţionează în acelaşi sens în ceea ce priveşte amplificarea necesară pentru obţinerea amortizării optime, prima încercare este indicat să se facă tot cu $K_0 = 2{,}08$. Avem deci condiţia :

$$A \cdot \frac{R_{k2}}{R_{k1} + R_{k2}} = K_0 = 2{,}08,$$

de unde rezultă $R_{k2} = 1{,}76$ kΩ şi deci $R_{k1} = 22 - R_{k2} = 20{,}24$ kΩ. Imediat se obţine rezistenţa de ieşire a amplificatorului R_1 :

$$R_1 = \frac{R_{k2}\left(R_{k1} + \frac{1}{S}\right)}{R_{k1} + R_{k2} + \frac{1}{S}} = 1{,}62 \text{ kΩ}.$$

Din condiţia (11) rezultă R_2 :

$$R_2 = \frac{R^2}{2R_1} = \frac{71^2}{2 \cdot 1{,}62} = 1\,560 \text{ kΩ}.$$

Factorul M rezultă din condiţia de a nu se transmite tensiune continuă prin circuitul dublu T grilei tubului 6H9C, considerînd cursorul potenţiometrului P_2 în poziţie mediană. Tensiunea continuă pe rezistenţa R_{k2} fiind :

$$U_{R_{k2}} = U_{K0} \frac{R_{k2}}{R_{k1} + R_{k2}} = 12 \text{ V},$$

condiţia de mai sus devine :

$$\frac{2R + R_2' + \frac{1}{2} P_2}{2R + R_2' + R_2'' + P_2} = \frac{12}{112}.$$

Dacă se ţine seamă că $R_2' + R_2'' + P_2 = R_2 = 1\,560$ kΩ şi se alege $P_2 = 10$ kΩ, se obţine : $R_2' = 35$ kΩ şi $R_2'' = R_2 - R_2' - P_2 = 1\,515$ kΩ.

Rezultă de aici şi M :

$$M = \frac{R_2'' + \frac{1}{2} P_2}{R_2} = 0{,}975.$$

Făcînd toate înlocuirile în relaţia (12), se obţine funcţia de transfer :

$$T'(p) = \frac{U_2}{U_1} = 0{,}892 \cdot \frac{p^2 + \omega_0^2}{p^2 + 2 \cdot 1{,}916\, \omega_0\, p + \omega_0^2}.$$

Pentru determinarea amortizării echivalente obţinute în urma introducerii circuitului dublu T în reacţie, se înlocuieşte expresia de mai sus a funcţiei de transfer $T'(p)$ în relaţia (8), care devine în acest caz :

$$K(p) = \frac{K_0 T'(p)}{1 + K_0 T'(p)} = \frac{0{,}892\, K_0}{1 + 0{,}892\, K_0} \cdot \frac{p^2 + \omega_0^2}{p^2 + 2 \frac{1{,}916\, \omega_0}{1 + 0{,}892\, K_0} p + \omega_0^2}$$

sau, după ce punem $K_0 = 2{,}08$:

$$K(p) = 0{,}65 \cdot \frac{p^2 + \omega_0^2}{p^2 + 2.0{,}671\, \omega_0\, p + \omega_0^2}.$$

Se obţine :

$$n = \frac{\delta}{\omega_0} = \frac{0{,}671\, \omega_0}{\omega_0} = 0{,}671,$$

deci o valoare prea mare. Trebuie deci mărită amplificarea K_0.

Repetarea calculului de mai sus, pentru o valoare a amplificării cu 5% mai mare : $K_0 = 2{,}18$, duce la următoarele rezultate :

$R_{k1} = 20{,}15$ kΩ ; $R_{k2} = 1{,}85$ kΩ ; $P_2 = 10$ kΩ ;

$R_2' = 35$ kΩ ; $R_2'' = 1\,435$ kΩ şi $n = 0{,}653$;

deci o valoare foarte apropiată de $n_{opt} = 0{,}65$.

Alegînd pentru rezistenţe valorile standardizate :

$R_{k1} = 20$ kΩ ; $R_{k2} = 1{,}8$ kΩ ; $P_2 = 10$ kΩ ;

$R_2' = 36$ kΩ ; $R_2'' = 1\,500$ kΩ,

rezultă :

$K_0 = 2{,}15$ şi $n_2 = 0{,}656$.

Schema-bloc a instalaţiei de măsurare şi înregistrare, utilizînd traductorul şi sistemul de corecţie descrise mai sus, este prezentată în figura 5. Puntea completă, formată din cele patru traductoare tensometrice de pe lamela elastică a accelerometrului, este conectată la

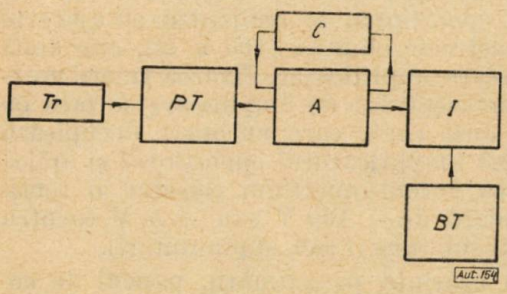


Fig. 5. Schema-bloc a instalaţiei pentru înregistrarea acceleraţiilor :

Tr – traductor accelerometric; *PT* – punte tensometrică; *A* – amplificator; *C* – circuit dublu T; *I* – înregistrator; *BT* – bază de timp.

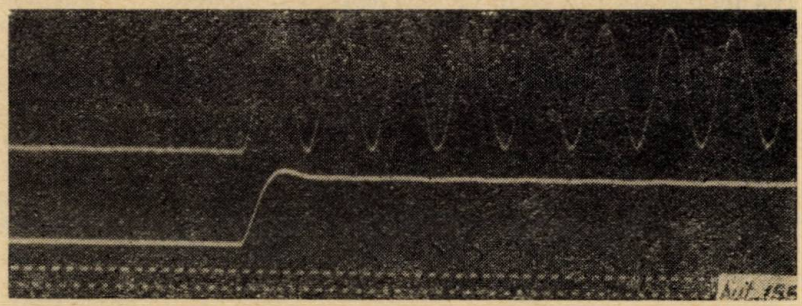


Fig. 6. Oscilograma semnalelor obţinute la aplicarea unei trepte de acceleraţie. De sus în jos : — semnalul fără corecţie ; — semnalul corectat ; — marcajul de timp de 0,01 s.

intrarea unei punţi tensometrice de măsură lucrînd în regim dinamic. Semnalul de ieşire al acesteia este aplicat la intrarea amplificatorului cu corecţie descris mai sus. Semnalul electric corectat, obţinut la ieşirea amplificatorului, se aplică apoi unui aparat înregistrator, simultan cu semnalul unui generator de frecvenţă stabilă, care constituie baza de timp a oscilogramelor. Experimentările au fost făcute folosind, ca punte tensometrică, un aparat ORION EMG 2353 adaptat pentru măsurări dinamice [3], ca înregistrator oscilograful magnetic MPO—2 cu înregistrare pe peliculă, iar pentru baza de timp un generator cu transistoare cu frecvenţa stabilă de 100 Hz.

Etalonarea accelerometrului şi verificarea bunei funcţionări a sistemului de corecţie electrică s-au făcut prin aplicarea unei trepte de acceleraţie de valoare 1 g, realizată prin căderea liberă a accelerometrului. Trebuie menţionat că în aceste experienţe a fost necesară prinderea unei mase adiţionale de corpul accelerometrului, mult mai mare decît masa seismică a accelerometrului. În acest mod, căderea liberă a întregului sistem se face printr-o mişcare uniform accelerată, neinfluenţată de oscilaţiile proprii ale accelerometrului.

Accelerograma obţinută în acest mod este arătată în figura 6. În partea de sus este reprezentat semnalul fără corecţie obţinut de la ieşirea tensometrului, la mijloc semnalul corectat după ieşirea din amplificator, iar jos semnalul dat de generatorul bazei de timp. Se poate deduce din oscilogramă frecvenţa proprie a accelerometrului : 20,6 Hz. Se observă că, prin corecţia electrică realizată în amplificator, au fost eliminate complet din semnal oscilaţiile corespunzînd frecvenţei proprii a accelerometrului, iar supracreşterea rezultată este apropiată de 7%, valoare care corespunde amortizării alese.

BIBLIOGRAFIE

[1] Jakab, I. *Un procedeu electric pentru amortizarea optimă a unor traductoare de mărimi mecanice.* În : Studii şi cercetări de mecanică aplicată, **XIII**, nr. 4, 1962, p. 1021—1029.

[2] Zaharescu, A. *Micşorarea, prin corecţie electrică, a timpului de răspuns al unor traductoare de mărimi mecanice.* In : Studii şi cercetări de mecanică aplicată, **XVIII**, nr. 3, 1965, p. 783—791.

[3] Jakab, I., Zaharescu, A., Rugină, I. *Amplificator de curent continuu cu 6 canale pentru măsurători tensometrice.* In : Studii şi cercetări de mecanică aplicată, **XIV**, nr. 6, 1963, p. 1485—1490.

Dr. ing. ADRIAN PETRESCU, ing. IVAN ŞIPOŞ, dr. ing. MARIUS GURAN şi ing. PETRE DIMO

Calculatorul electronic analogic MAC—1

Dezvoltarea ştiinţei şi tehnicii impune folosirea pe o scară din ce în ce mai largă a mijloacelor moderne de calcul. Între acestea, calculatoarele analogice ocupă un loc important şi, alături de cele numerice, contribuie cu succes la rezolvarea unei largi clase de probleme.

La catedra de automatică a Institutului politehnic „Gheorghe Gheorghiu-Dej", la finele anului 1965, a fost pus în funcţiune un calculator electronic analogic MAC—1, care se utilizează în cercetarea ştiinţifică de cadrele didactice şi de studenţi.

1. Descrierea calculatorului

Calculatorul MAC—1 este realizat sub forma a cinci blocuri, dintre care două conţin cîte 15 amplificatoare operaţionale, unul conţine elementele neliniare specializate, altul sistemul de comandă a amplificatoarelor, panoul de programare şi blocul potenţiometrelor, iar ultimul — sursele de alimentare şi sistemul de pornire a acestora.

Calculatorul posedă 30 de amplificatoare operaţionale cu compensare automată a derivei

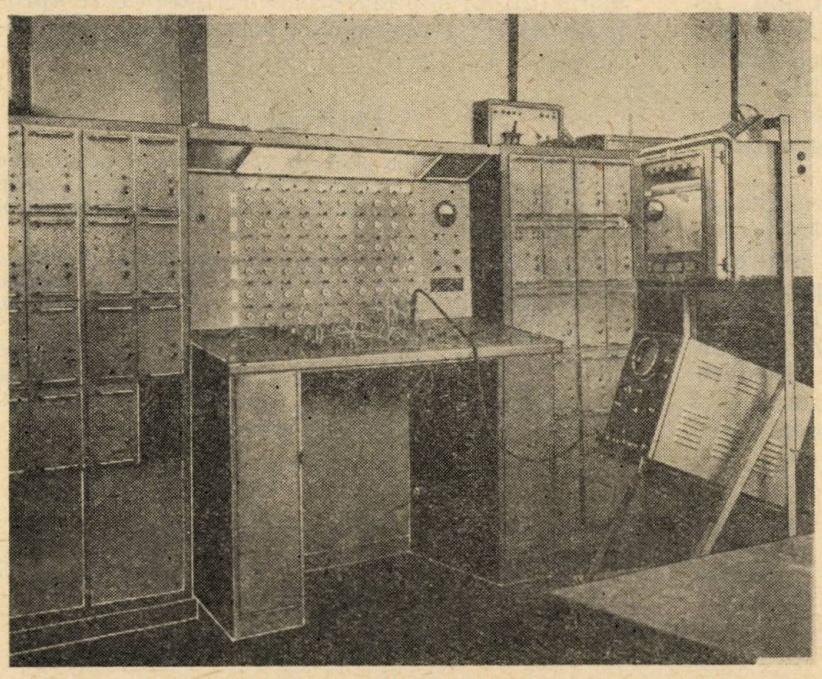


Fig. 1

nulului. Amplificatoarele pot lucra atît în regim de sumator, cît şi în regim de integrator. Pentru fiecare amplificator sînt prevăzute la intrare cîte cinci rezistenţe operaţionale (trei de 1 MΩ şi două de 0,1 MΩ) cu o precizie mai bună de 1%, iar în reacţie cîte două rezistenţe (1 MΩ şi 0,1 MΩ), precum şi o capacitate de 1 μF. Variaţia coeficientului de amplificare al elementului operaţional se realizează cu ajutorul potenţiometrelor chimice (100 k Ω), cîte două pentru fiecare amplificator. Fixarea valorii necesare a coeficientului de amplificare se face cu ajutorul unei chei, care automat decuplează din schemă amplificatorul operaţional şi aplică la intrarea potenţiometrului selectat o tensiune standard de + 100 V sau + 5 V (pentru coeficienţi subunitari sau supraunitari).

Pentru uşurinţa programării, panoul de conexiuni este colorat în mod adecvat.

În scopul realizării de scheme ce conţin elemente operaţionale reversibile au fost construite module ce permit programarea pe verticală.

Sistemul de comandă permite acţionarea independentă sau simultană a celor două grupuri de 15 amplificatoare, ceea ce lărgeşte posibilităţile de folosire a calculatorului.

Soluţiile se obţin fie pe ecranul unui osciloscop cu remanenţă, fie înregistrate pe hîrtie cu ajutorul unui potenţiometru automat EPP—09.

2. Amplificatorul operaţional

Schema amplificatorului operaţional este cea din figura 2. După cum se vede, el cuprinde pe lanţul de c.c. trei etaje amplificatoare în tensiune şi un repetor catodic, care permite obţinerea unei rezistenţe de ieşire scăzute şi o adaptare uşoară la diferite sarcini.

Amplificatorul are numai trei tensiuni de alimentare, consumînd în gol circa 20 mA de la sursa de + 300 V şi circa 15 mA de la sursa de —200 V. El poate alimenta o sarcină maximă de 5 kΩ.

Lanţul de c.a. este realizat cu un număr par de etaje şi cu comutarea releului de modulare-demodulare în antifază. Semnalizarea suprasarcinii de asemenea se face pe canalul modulare-demodulare, ceea ce permite folosirea unor becuri cu neon nesortate şi asigură aprinderea becurilor imediat ce amplificatorul depăşeşte zona liniară. În acelaşi timp, această metodă de indicare permite semnalizarea defectării amplificatorului.

Cu această schemă s-a obţinut un factor de amplificare ridicat, ceea ce a permis obţinerea unei benzi de frecvenţă satisfăcătoare.

S-a utilizat pentru modulare-demodulare un releu polarizat telegrafic cu zgomot de contact mic.

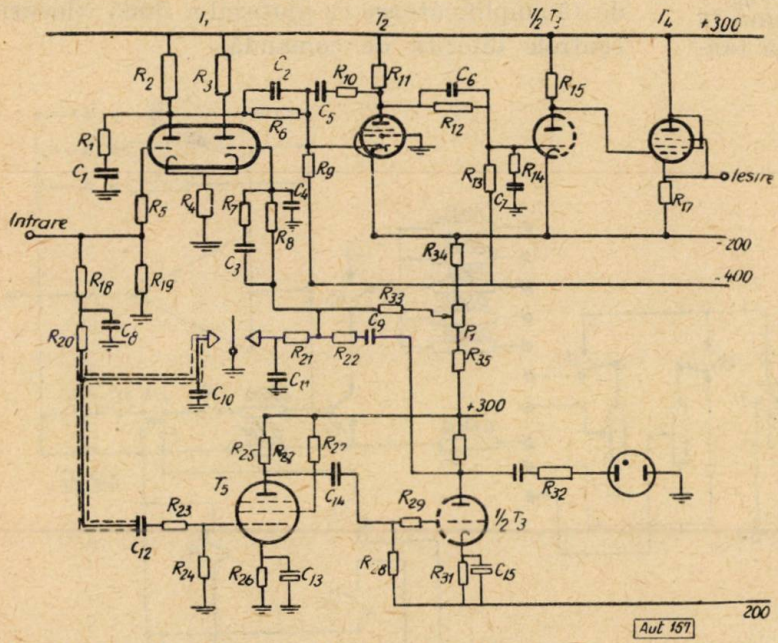


Fig. 2. T_1 = ECC83; T_2 = EF86; T_3 = ECC83; T_4 = EL84; T_5 = = EF86; P_1 = 100 kΩ; R_1 = 560 Ω; R_2 = 1 MΩ; R_3 = 200 kΩ; R_4 = = 3 kΩ; R_5 = 100 kΩ; R_6 = 4,4 MΩ; R_7 = 2,2 ΩM; R_8 = 10 MΩ; R_9 = 2,2 MΩ; R_{10} = 20 kΩ; R_{11} = 470 kΩ; R_{12} = 3,3 MΩ; R_{13}=3,3 MΩ; R_{14} = 1,2 kΩ; R_{15} = 1,5 MΩ; R_{17} = 30 kΩ; R_{18} = 200 kΩ; R_{19}=5 MΩ; R_{20} =1 MΩ; R_{21} = 100 kΩ; R_{22} = 1 MΩ; R_{23} =1 MΩ; R_{24}=2,2 MΩ; R_{25} = 470 kΩ; R_{26} = 10 kΩ; R_{27} =270 kΩ; R_{28}=2,2 MΩ; R_{29}=10 kΩ; R_{30} = 1 MΩ; R_{31} = 2,2 kΩ; R_{32} = 100 kΩ; C_1 = 4,7 nF; C_2 = 180 pF; C_3 = 2,2 nF; C_4 = 2 μF; C_5 = 10 pF; C_6 = 100 pF; C_7 = 2,2 nF; C_8 = 0,1 μF; C_9 = 0,1 μF; C_{10} = C_{11} = 400 pF; C_{12} = 0,1 μF; C_{13} = C_{15} = 100 μF/35V; C_{14} =25 nF.

3. Măsurările efectuate asupra amplificatorului de c.c. AMA—2

Măsurările efectuate au fost de două feluri: măsurări statice şi măsurări dinamice.

Măsurări statice:

— deriva în regim inversor, pe termen lung, 100 mV/24 h;

— deriva în regim de integrator cu (1 MΩ, 1 μF) — 3 mV/100 s;

— zgomot 4 mV;

— amplificarea pe lanţul direct 225 000; în c.c., pe amplificator cu modulare-demodulare 1 000;

— gama tensiunilor ± 100 V;

cu sarcină maximă de 33 kΩ pentru amplificatorul în maşină, fără şuntare;

cu sarcină maximă de 5 kΩ pentru amplificatorul cu rezistenţă de şuntare.

Această măsură (posibilitatea de şuntare) a fost prevăzută pentru ca maşina să nu consume în mod inutil un curent mare de la surse.

Măsurări dinamice:

— banda de frecvenţă: semnalul 100 $\sin 2\pi ft$ trece pînă la frecvenţa de 1 600 Hz practic nedistorsionat;

— amplificarea în lanţ deschis la 20 Hz — 90 000, la 100 Hz — 9 000.

Măsurarea amplificării în lanţ deschis, la diferite frecvenţe, este importantă pentru a asigura o precizie ridicată. Este cunoscut că, pentru a asigura o precizie mai bună de 1‰, trebuie ca, la 100 Hz, amplificarea să fie aproximativ 10^4.

După cum se vede, amplificatorul AMA—2 se situează pe plan mondial la un nivel corespunzător.

4. Elementele neliniare ale calculatorului

Elementele funcţionale sau elementele de calcul neliniare reproduc anumite funcţii neliniare de un argument. În grupul acestor elemente este inclusă şi instalaţia care realizează înmulţirea şi împărţirea, ca un caz particular de element funcţional pentru o funcţie de două argumente. Au fost realizate elemente care să reproducă următoarele funcţiuni: $y = \sin x$, $y = \cos x$, $y = x^2$, $y = \sqrt{x}$, $y = x^3$ şi $y = \sqrt[3]{x}$. Sumarea, înmulţirea şi împărţirea semnalelor amintite dau posibilitatea lărgirii clasei funcţiilor reproduse, prin obţinerea unor funcţii noi.

Realizarea elementelor pentru funcţii monotone s-a făcut considerîndu-le ca un amplificator operaţional care, în circuitul de intrare şi reacţie, are transformatoare funcţionale pentru tensiunile de intrare şi ieşire (fig. 3). Pentru reproducerea funcţiilor nemonotone, în circuitul de intrare se introduce un inversor de semn pentru U_1. Caracteristicile de curent $I_1 = f_1(U_1, U_\Sigma)$ şi $I_2 = f_2(U_2, U_\Sigma)$ s-au obţinut cu ajutorul unor scheme cu diode, formate din ce-

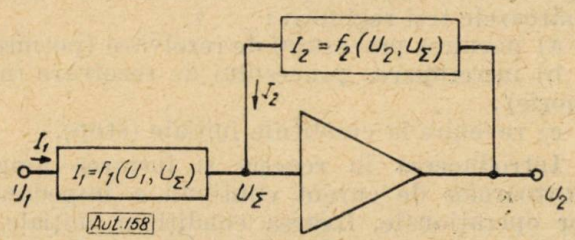


Fig. 3

lule separate; fiecare celulă asigură o creştere elementară a pantei caracteristicii de curent, atunci cînd tensiunile de intrare (U_1) şi ieşire

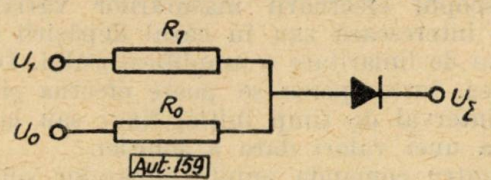


Fig. 4

(U_2) ating anumite valori fixate dinainte. Celulele folosite sînt de tipul celor arătate în figura 4

şi figura 5, avînd avantajul faţă de alte tipuri de celule prin faptul că sursele de polarizare au un punct de masă comun. În celula din figura 5, la anodul diodei se pot lega, prin $R_{11} = R_{12} = \ldots = R_{1n}$, mai multe tensiuni, realizînd în final a relaţie funcţională pentru suma tensiunilor de intrare : $U_2 = f\left(\sum_1^n U_{1i}\right)$.

Blocul de înmulţire foloseşte patru elemente funcţionale de tip „cvadrator", avînd la bază celula din figura 5.

În reproducerea diferitelor relaţii funcţionale se realizează următoarele erori maxime :

a) pentru înmulţire şi împărţire : ± 1,5% ;

b) pentru ridicarea la pătrat şi extragerea rădăcinii pătratice : ±2% ;

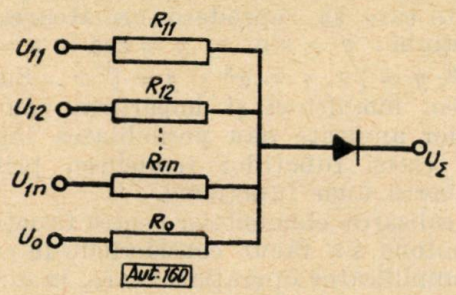


Fig. 5

c) pentru ridicarea la cub şi extragerea rădăcinii cubice : ± 2% ;

d) pentru sinus şi cosinus : ± 4%.

5. Sistemul de comandă

Sistemul de comandă al calculatorului analogic asigură comanda simultană a elementelor operaţionale care se pot afla într-unul din următoarele trei regimuri :

a) pornirea procesului de rezolvare (pornire) ;

b) întreruperea procesului de rezolvare (memorie) ;

c) revenire la condiţiile iniţiale (stop).

Introducerea în reacţia şi intrarea amplificatoarelor de curent continuu a impedanţelor operaţionale, fixarea condiţiilor iniţiale, a coeficienţilor funcţiilor de transfer ai elementelor operaţionale şi toate comutaţiile necesare realizării schemei modelului matematic se fac în regimul stop.

Întreruperea procesului de rezolvare se face în scopul efectuării măsurărilor variabilelor care interesează sau în cazul depăşirii domeniului de liniaritate a amplificatorului. De asemenea, întreruperea se poate efectua şi după un interval de timp iniţial fixat sau la atingerea unei valori date a soluţiei.

Pentru comanda amplificatoarelor sînt prevăzute două posibilităţi :

— comanda simultană a celor 30 de amplificatoare cu ajutorul unui bloc central de comandă acţionat prin butoanele de pornire, memorie, stop ;

— comanda separată a celor două grupuri de 15 amplificatoare cu ajutorul a două blocuri centrale diferite de comandă.

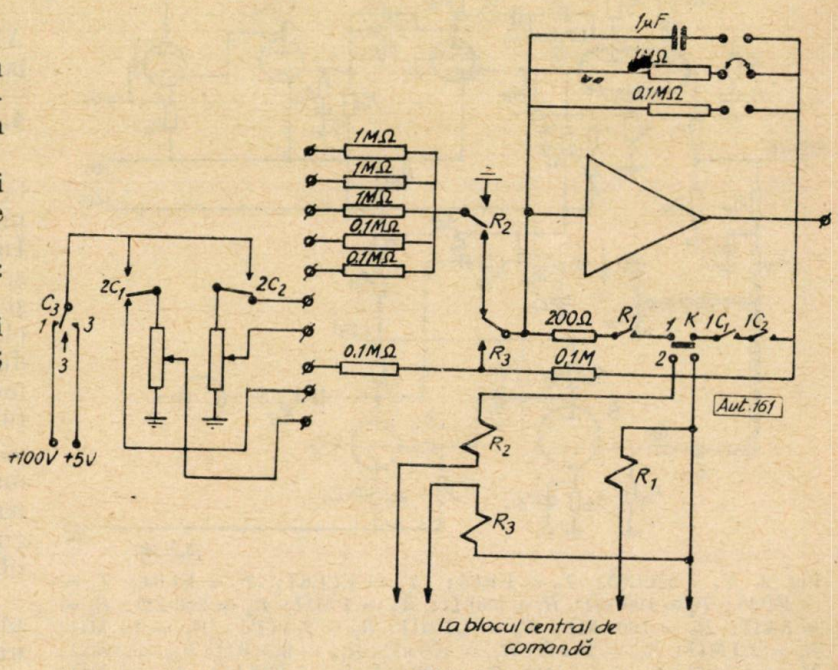


Fig. 6

Fiecare amplificator este comandat cu ajutorul a trei relee, după cum se poate vedea în figura 6.

Elementele operaţionale şi releele de comandă ale unui amplificator sînt fixate pe plăci de diclad, cablajul realizîndu-se prin imprimare. Schema de cablaj prevede ecranarea punctului de însumare de pe placa de diclad în scopul reducerii curenţilor de fugă, de la punctele de pe placă aflate la potenţiale ridicate.

Plăcile de comandă sînt amplasate în imediata apropiere a panoului de comutaţie, pentru a micşora cît mai mult lungimea firelor de legătură. Punctul de însumare şi ieşirea fiecărui amplificator sînt aduse pe placa de comandă.

O deosebită atenţie s-a acordat micşorării curenţilor de fugă din diversele puncte ale schemei spre punctul de însumare. Astfel, s-au modificat legăturile lamelelor releelor telefonice de tip „Electromagnetica", prin scoaterea alimentării înfăşurării releului la o placă cu borne. Lamelele rămase libere au fost puse la masă, astfel încît lamela punctului de însumare să fie ecranată, iar eventualele scurgeri de curent de la punctele cu potenţial ridicat să se facă la masă.

Căderea releelor provoacă, în înfăşurările acestora, tensiuni electromotoare de autoinducţie, care conduc la apariţia unor semnale parazite la intrarea amplificatorului, cînd are

loc trecerea dintr-un regim în altul (pornire, memorie, stop).

Aceste fenomene nedorite au fost înlăturate prin şuntarea înfăşurărilor releelor cu diode semiconductoare în sensul invers conducţiei.

6. Blocul de alimentare al maşinii

Alimentarea amplificatoarelor maşinii se face de la surse de tensiune stabilizate, cu valorile +300 V, −200 V, −400 V; în afară de aceste tensiuni au mai fost necesare surse de ±100 V, 30 V şi +5 V, pentru reglarea coeficienţilor, aplicarea condiţiilor iniţiale şi alimentarea elementelor neliniare.

Sursele de ±100 V, −200 V, +300 V şi −400 V au scheme asemănătoare (fig. 7), modificîndu-se de la caz la caz numărul de tuburi T_1 (în funcţie de curentul de sarcină maxim posibil), valoarea tensiunii de referinţă şi a rezistenţei R_1 pentru comparare (în funcţie de tensiunea stabilizată).

De exemplu, pentru sursa de +300 V, numărul de tuburi T_1 este 6, $R = 120$ kΩ, iar $U_0 = 55$ V.

Tensiunea de referinţă U_0 este luată de la diode Zener alimentate printr-o rezistenţă corespunzătoare, chiar de la tensiunea stabilizată. Acest mod de a obţine referinţa s-a dovedit mai sigur, mai stabil şi cu un zgomot mai redus decît utilizarea unui tub cu gaz.

Alimentarea în curent alternativ a stabilizatoarelor se face de la punţi redresoare cu diode cu germaniu de tip EFR-105 cu tensiune inversă 100 V, legate în serie pe fiecare braţ pentru a asigura tensiunea inversă necesară. Utilizarea în punţi a unor diode cu curent direct de vîrf de 120 A permite utilizarea pentru filtrare a unor capacităţi foarte mari, 100 μF, ceea ce are consecinţe favorabile asupra performanţelor stabilizatoarelor.

Sursa de +5 V a fost realizată cu o diodă Zener selecţionată. Sursele de ±30 V au fost construite pe bază de transistoare. Consumul fiind foarte redus (maximum 5 mA), s-a utilizat o schemă clasică cu un singur transistor de reglare, de putere medie (EFT-125), şi un singur transistor de amplificare a erorii (EFT-122). Tensiunea de referinţă s-a luat tot de la o diodă Zener.

Performanţele surselor sînt considerate satisfăcătoare: rezistenţa internă < 0,1 Ω; factor de stabilizare în tensiune 400 (la variaţia de 10% a tensiunii de reţea); brum 2 mV; regim termic 1/2 h.

Maşina este prevăzută cu un bloc de relee pentru comanda blocului de alimentare. Acest bloc permite anclanşarea separată a celor două părţi din maşină (cîte 15 amplificatoare). Schema este astfel concepută încît să permită anclanşarea tensiunilor anodice numai după pornirea filamentelor.

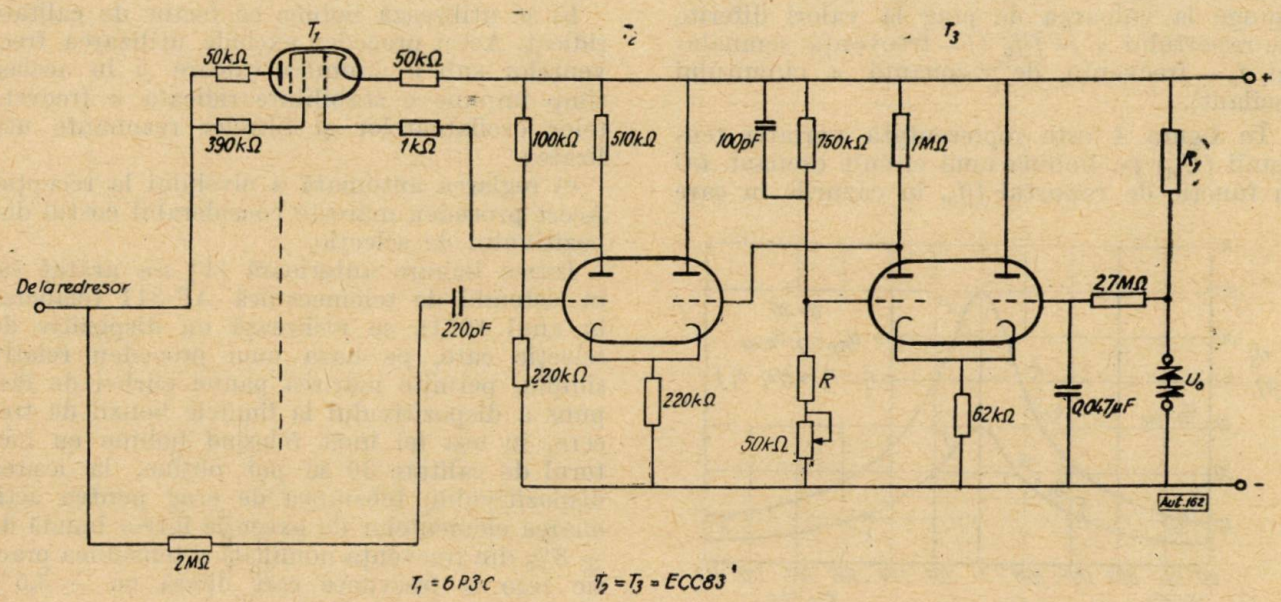


Fig. 7

De asemenea este prevăzută protecţia în cazul căderii tensiunii alternative sau scăderii ei sub un anumit nivel (aproximativ 190 V).

Aducem pe această cale mulţumiri sincere profesorului C. Penescu, care ne-a sprijinit şi ne-a dat sfaturi preţioase. De asemenea mulţumim pentru ajutorul acordat de conferenţiar inginer S. Florea.

BIBLIOGRAFIE

[1] Korn, G., Huskey, H. *Computer handbook. Analog computers.* New York, Mc Graw Hill, 1962.

[2] Jackson, A. *Analog computation.* New York, Mc Graw Hill, 1960.

[3] Korn, G., Korn, T. *Electronic analog computers.* New York, Mc Graw Hill, 1965.

[4] Kogan, B. I. *Dispozitive electronice de modelare.* Bucureşti, Ed. tehnică, 1965.

[5] Schächter, S., Munteanu, F. *Caracteristici comparative ale diferitelor sisteme de reglare automată a derivei.* Comunicare la Congresul I IFAC. Moscova, 1960.

[6] Trapeznikov, V. A. *EMU-5.* Leningrad, 1965.

[7] Popov, V. M. *MECAN-1.* Documentaţie tehnică.

[8] Scott, N. *Analog and digital computer technology.* New York, Mc Graw Hill, 1963.

Ing. M. STEINER şi ing. M. DUMA

Dispozitiv de selecţie cu circuit de blocare

În sistemele de telemecanică cu separare în frecvenţă pentru obiecte dispersate la mică distanţă, cu un volum relativ redus de schimb de informaţii între postul de comandă şi posturile de execuţie, se utilizează pe scară largă dispozitive de selecţie cu filtre simple, compuse dintr-un singur circuit rezonant LC.

De obicei, tensiunea de la ieşirea filtrului este redresată şi aplicată la intrarea unui circuit cu prag, care acţionează un element de execuţie.

Dezavantajul principal al acestor dispozitive de selecţie este faptul că, la variaţia nivelului semnalului de la intrare, tensiunea de la ieşire ajunge la valoarea de prag la valori diferite ale raportului $\gamma = f/f_0$ (f — frecvenţa semnalului, f_0 — frecvenţa de rezonanţă a circuitului oscilant).

În figura 1 este reprezentată variaţia tensiunii (U_B) pe bobina unui circuit oscilant LC în funcţie de raportul f/f_0, în cazurile în care

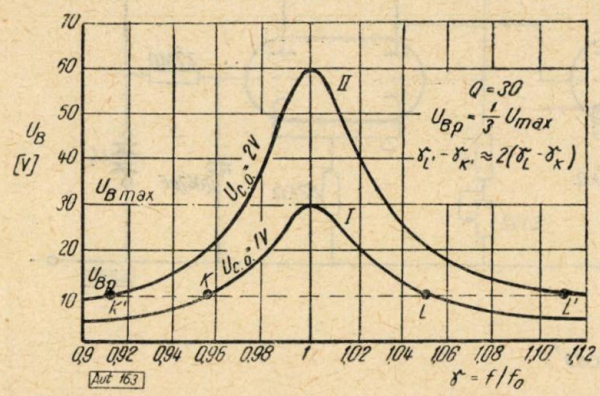


Fig. 1

pe circuitul oscilant se aplică tensiuni ($U_{c.o.}$) de 1 V şi, respectiv, 2 V. Factorul de calitate al bobinei este $Q = 30$.

Din figură se observă că tensiunea de prag (U_{Bp}) se obţine pentru o abatere a frecvenţei semnalului de la frecvenţa de rezonanţă cu aproximativ $\pm$ 4,5% în primul caz ($U_{c.o.} = 1$ V) şi cu aproximativ $\pm$ 10% în al doilea caz ($U_{c.o.} = 2$ V). Rezultă că, la creşterea semnalului de două ori, banda de frecvenţă în care este atinsă sau depăşită tensiunea de prag (banda de acţionare) creşte şi ea aproximativ de două ori, în cazul utilizării unei bobine cu $Q = 30$.

Pentru evitarea acţionărilor false, care ar putea fi provocate de acest fenomen, în mod uzual se adoptă măsuri de siguranţă, ca de exemplu:

a) frecvenţele de lucru se situează la intervale suficient de mari. Acest procedeu reduce numărul de frecvenţe disponibile într-o gamă dată;

b) se utilizează bobine cu factor de calitate ridicat. Acest procedeu exclude utilizarea frecvenţelor sub o anumită valoare şi în acelaşi timp impune o stabilitate ridicată a frecvenţelor oscilatoarelor şi filtrelor rezonante utilizate;

c) reglarea automată a nivelului la recepţie. Acest procedeu măreşte considerabil costul dispozitivului de selecţie.

Într-o lucrare anterioară [1] s-a arătat că, în sistemul de telemecanică AF-311 (elaborat în anul 1961), se utilizează un dispozitiv de selecţie care, pe baza unui procedeu relativ simplu, permite mărirea pantei curbei de răspuns a dispozitivului la limitele benzii de trecere, în aşa fel încît folosind bobine cu factorul de calitate 30 se pot obţine, la ieşirea dispozitivului, tensiunea de prag pentru acţionarea elementelor de execuţie într-o bandă de $\pm$ 3% din frecvenţa nominală şi tensiunea practic zero la frecvenţe care diferă cu $\pm$ 5,5% de această frecvenţă.

Folosind acest dispozitiv, s-au putut plasa 30 de frecvenţe de lucru în gama 300—3 400 Hz. În aparaturile similare cunoscute în tehnica mondială se folosesc circuite oscilante cu factor de calitate 60 pentru obţinerea acestui număr de frecvenţe, iar cu circuite oscilante cu factor de calitate mai scăzut se obţin 15—20 frecvenţe în gama dată.

Numărul de 30 de frecvenţe în gama 300—3 400 Hz s-a putut obţine datorită faptului că,

folosind procedeul amintit mai sus, se obţine o dependenţă mult mai mică a benzii rezervate pentru o frecvenţă de amplitudinea semnalului, ceea ce permite apropierea frecvenţelor de lucru.

Schema de principiu a dispozitivului realizat este reprezentată în figura 2.

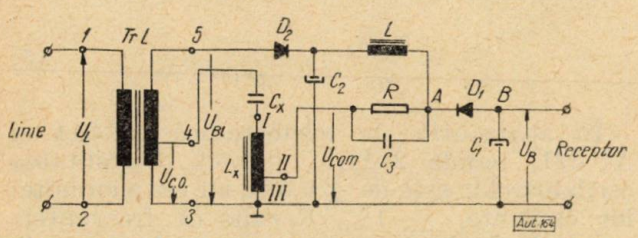


Fig. 2

Elementele dispozitivului îndeplinesc următoarele funcţiuni:

— *Tr. L.* (transformator de linie). Este un transformator coborîtor de tensiune care asigură o impedanţă mare de intrare a dispozitivului la bornele de conectare la linia de telecomunicaţii (bornele 1 — 2) şi furnizează tensiunea pentru circuitul oscilant $U_{c.o.}$ (bornele 3 — 4) şi tensiunea de blocare U_{Bl} (bornele 3 — 5);

— C_x şi L_x formează un circuit oscilant acordat pe una din frecvenţele nominale;

— D_1, C_1, R şi C_3 formează un circuit de redresare şi filtrare a tensiunii de comandă;

— D_2, C_2 şi L formează un circuit de redresare şi filtrare a tensiunii de blocare.

Dispozitivul de selecţie funcţionează în felul următor:

La intrarea receptorului (punctul B) există tensiune numai dacă dioda D_1 este deschisă.

Dioda D_1 este polarizată în sens de blocare de către tensiunea U_{Bl} redresată de dioda D_2. Pentru ca dioda D_1 să se deschidă este necesar ca amplitudinea tensiunii de comandă U_{com} (obţinută pe o parte a înfăşurării bobinei L_x) să depăşească valoarea tensiunii de blocare redresate, aplicată în punctul A.

Tensiunea U_{Bl} nu depinde practic de frecvenţa semnalului în linie. Tensiunea U_{com} depinde de frecvenţă şi este cu atît mai mare cu cît frecvenţa semnalului este mai aproape de frecvenţa de rezonanţă a circuitului oscilant (f_0).

Rezultă că, pentru ca dioda D_1 să fie deschisă, trebuie ca frecvenţa semnalului să fie suficient de apropiată de f_0 pentru ca, în punctul A, tensiunea de comandă să fie mai mare decît cea de blocare.

Dispozitivul de selecţie se dimensionează astfel ca, la o deviere a frecvenţei semnalului din linie cu $\pm \Delta f_0$ (de exemplu cu $\pm$ 5,5%) faţă de frecvenţa nominală a circuitului oscilant, în punctul A tensiunea de blocare redresată ($U_{Bl.o.}$) să fie cu puţin mai mare (de exemplu cu $\Delta U = 0{,}1$ V) decît amplitudinea tensiunii de comandă.

În aceste condiţii, dioda D_1 este blocată, iar tensiunea în punctul B este zero. Dacă frecvenţa semnalului în linie rămîne neschimbată la această valoare şi se măreşte semnalul de n ori faţă de valoarea nominală, dioda D_1 va fi blocată cu o tensiune $n\Delta U$, deoarece atît tensiunea de blocare cît şi cea de comandă sînt proporţionale cu tensiunea în linie. Tensiunea în punctul B rămîne tot zero.

Dacă frecvenţa semnalului din linie diferă de frecvenţa de rezonanţă a circuitului oscilant cu mai mult de $\pm \Delta f_0$, tensiunea de blocare devine şi mai mare faţă de cea de comandă (tensiunea pe L_x scade), dioda D_1 este blocată cu o tensiune mai mare, iar la intrarea receptorului tensiunea este zero.

Dacă frecvenţa semnalului diferă de frecvenţa de rezonanţă a circuitului oscilant cu mai puţin de $\pm \Delta f_0$, devine predominantă tensiunea de comandă (tensiunea pe L_x se măreşte), dioda D_1 se deschide şi la intrarea receptorului apare semnal de comandă.

Receptorul acţionează elementul de execuţie cînd tensiunea de la intrarea sa (punctul B) atinge valoarea de prag U_{Bp}. Această valoare se atinge cînd frecvenţa semnalului din linie diferă de frecvenţa de rezonanţă a circuitului

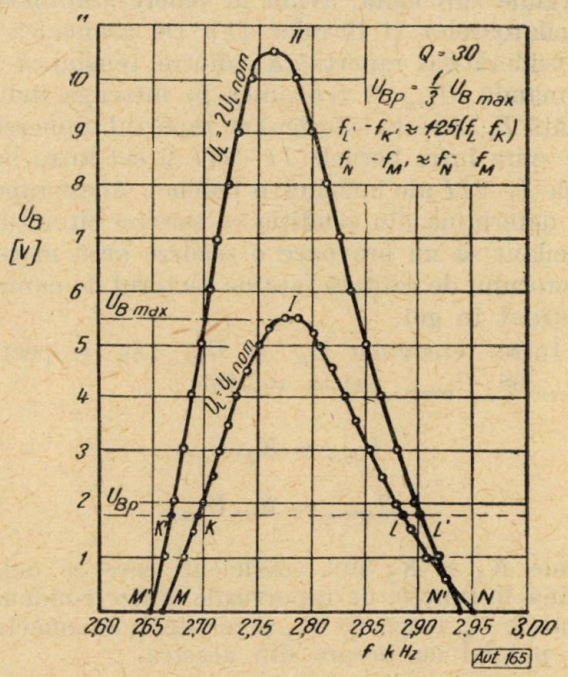


Fig. 3

oscilant cu mai puţin de $\pm \Delta f_a$ (banda de acţionare este egală cu 2 Δf_a).

În figura 3 sînt reprezentate curbele de variaţie a tensiunii la intrarea receptorului (U_B) pentru două valori ale semnalului în linie: tensiunea nominală U_{Lnom} (curba I) şi dublul acestei tensiuni (curba II), în cazul utilizării

unuia din cele 30 de dispozitive de selecţie realizate (cele 30 de dispozitive de selecţie diferă între ele numai prin valorile elementelor L_x şi C_x). Se observă că, la dublarea tensiunii în linie, banda de acţionare creşte numai cu aproximativ 25%, iar banda de eliberare certă ($2\ \Delta f_0$) rămîne practic constantă. Are loc doar o mică deplasare a curbei *II* datorită variaţiei permeabilităţii miezului magnetic al bobinei. La o creştere oricît de mare a semnalului (în limitele posibile în realitate) banda de acţionare nu poate depăşi valoarea $2\ \Delta f_0$.

În cazul filtrelor rezonante fără circuite de blocare banda de acţionare creşte în limite mult mai largi la creşterea semnalului la intrare (fig. 1).

Din cele expuse mai sus rezultă că efectul circuitului de blocare constă în eliminarea din curba de răspuns a filtrului rezonant a porţiunilor cu pantă mică.

Pentru realizarea condiţiei impuse ca, la o anumită deviere a frecvenţei, tensiunea în punctul *B* să devină egală cu zero, este necesar să se determine raportul dintre tensiunea de blocare U_{Bl} şi cea aplicată circuitului oscilant $U_{c.o.}$. Factorul de calitate al circuitului oscilant se consideră dat. Acesta se determină din condiţia ca banda de acţionare să aibă o lărgime suficientă, avînd în vedere stabilitatea oscilatoarelor şi filtrelor [1]. De asemenea se consideră dat raportul K_1 dintre tensiunea de comandă U_{com} şi tensiunea pe întreaga inductanţă L_x. Acesta este egal cu raportul numerelor de spire între bornele *II—III* şi cel între bornele *I—III* ale înfăşurării bobinei. Acest raport se determină din condiţia ca sarcina circuitului oscilant să nu provoace o scădere prea mare a factorului de calitate faţă de factorul de calitate obţinut în gol.

Între tensiunile U_{Bl} şi $U_{Bl.o.}$ şi, respectiv, U_{com} şi $U_{com.o.}$ există relaţiile:

$$U_{Bl.o} = K_2 \cdot U_{Bl}; \qquad (1)$$

$$U_{com.o} = K_3 \cdot U_{com}, \qquad (2)$$

unde K_2 şi K_3 sînt coeficienţi care se determină în funcţie de raporturile dintre condensatoarele C_2, respectiv C_1, şi rezistenţele conectate în paralel cu fiecare din acestea.

Neglijînd ΔU, raportul dintre U_{Bl} şi U_{com} se determină din relaţia:

$$K_2 \cdot U_{Bl} = K_3 \cdot U_{com}. \qquad (3)$$

Pentru a determina relaţia dintre U_{Bl} şi $U_{c.o.}$ se scrie relaţia dintre tensiunea pe bobina circuitului oscilant (U_{Lx}) şi tensiunea pe întregul circuit oscilant ($U_{c.o.}$), în funcţie de raportul dintre frecvenţa semnalului şi frecvenţa de rezonanţă a circuitului oscilant $\left(\gamma = \frac{f}{f_0}\right)$:

$$U_{Lx} = \frac{U_{com}}{K_1} = U_{c.o.} \frac{Q\gamma^2}{\sqrt{\gamma^2 + Q^2(\gamma^2 - 1)^2}}. \qquad (4)$$

Din relaţiile (3) şi (4) rezultă:

$$\frac{U_{Bl}}{U_{c.o.}} = \frac{K_1 \cdot K_3}{K_2} \cdot \frac{Q\gamma^2}{\sqrt{\gamma^2 + Q^2(\gamma^2 - 1)^2}}. \qquad (5)$$

În aparaturile de telemecanică AF-311 şi AF-321, banda $2\ \Delta f_0 \leqslant \pm 5{,}5\%$. Stabilitatea oscilatoarelor este de $\pm 0{,}5\%$, iar cea a circuitelor oscilante, $\pm 1\%$. Rezultă că frecvenţele nominale de lucru trebuie plasate la intervale $\Delta f \geqslant 7\%$.

Intervalul dintre frecvenţele de lucru s-a stabilit la 8,5%. Această valoare asigură o rezervă de 1,5% pentru eventualele erori de etalonare. În acelaşi timp această valoare, împreună cu alegerea frecvenţei de lucru cea mai joasă (310 Hz), asigură o scară de valori nominale ale frecvenţelor de lucru în progresie geometrică, la care este evitată coincidenţa cu vreo armonică a frecvenţei de 50 Hz şi cu armonicile 2 şi 3 din spectrul propriu.

Dispozitivul de selecţie cu circuit de blocare, pe lîngă avantajul principal al unei dependenţe reduse a benzii de acţionare de nivelul semnalului în linie şi limitarea acesteia la banda $2\ \Delta f_0$, mai prezintă unele avantaje în privinţa stabilităţii la perturbaţii. În cazul prezenţei în linie a unei frecvenţe de lucru destinate unui obiect telecomandat, la toate celelalte obiecte telecomandate conectate pe aceeaşi linie, dioda D_1 este blocată cu tensiunea $U_{Bl.o}$. Tensiunile perturbatoare din linie măresc această tensiune de blocare. Dacă frecvenţa tensiunii perturbatoare nu coincide cu nici o frecvenţă de lucru, rezultatul este doar această mărire a tensiunii de blocare la toate obiectele netelecomandate şi o îngustare a benzii de acţionare la obiectul telecomandat. În cazul apariţiei unei tensiuni perturbatoare cu frecvenţa egală cu una din frecvenţele de lucru, în condiţiile existenţei unui semnal util în linie, pentru ca tensiunea perturbatoare să poată provoca o acţionare falsă, valoarea acestei tensiuni trebuie să fie comparabilă cu valoarea nominală a tensiunii în linie. Dacă frecvenţa tensiunii perturbatoare nu coincide exact cu una din frecvenţele nominale de lucru, ci diferă de aceasta cu $\pm (1 \div 3)\%$ (în limitele benzii de acţionare), pentru ca să aibă loc o acţionare falsă este necesar ca tensiunea perturbatoare să fie apropiată ca valoare sau chiar să depăşească tensiunea nominală în linie. Aşadar, în toate aceste situaţii, probabilitatea de formare intempestivă a unui semnal din perturbaţii este micşorată faţă de cazul absenţei circuitului de blocare.

Din cele arătate rezultă că dispozitivul de selecţie realizat se poate utiliza în sistemele de telemecanică la care, la un moment dat, există o singură frecvenţă în linie. Astfel de sisteme au fost realizate pentru schele petroliere (aparatura AF-311), pentru schele de gaz metan (aparatura AF-321) şi sînt în curs de realizare alte aplicaţii.

Începînd din anul 1961 au fost puse în funcţiune, în condiţii de exploatare, cîteva sute de dispozitive de selecţie de tipul descris pentru aplicaţiile amintite. Exploatarea lor în această perioadă a confirmat pe deplin performanţele arătate în prezenta lucrare.

BIBLIOGRAFIE

[1] Duma, M., Vilcov, L., Steiner, M. *Metode de selecţie utilizate în sistemele de telemecanică pentru obiecte dispersate.* In : Automatica şi Electronica, nr. 6, 1962.

[2] Strelkov, S. P. *Vvedenie v teoriu kolebanii.* Moscova-Leningrad, 1951.

Ing. I. A. GEORGESCU

Asupra metodelor electronice pentru măsurat zgomotul rulmenţilor

Purtătorul de semnal luat drept indice al zgomotului rulmenţilor are o variaţie în timp $f(t)$ care implică caracterul complex al măsurării.

Inelul interior, inelul exterior, bilele, precum şi colivia ce fixează rîndul de bile între cele două inele ale rulmentului, rezultă constructiv de o formă ce se abate evident de la forma ideală.

Dintre cauzele de producere a zgomotului rulmenţilor, abaterile de la forma geometrică regulată (erorile de poligonalitate) şi neregularităţile suprafeţei (ondulaţiile) sînt arătate, exagerat, în figurile 1 a şi, respectiv, 1 b. Compunerea acestor două cauze este arătată în figura 1 c.

Erorile de poligonalitate, presupunînd că inelul interior se roteşte cu o viteză constantă, au un spectru de distribuţie bine definit cu o perioadă egală cu $\frac{60}{n}$, unde n este viteza de rotaţie a inelului interior. În acest caz $f(t)$

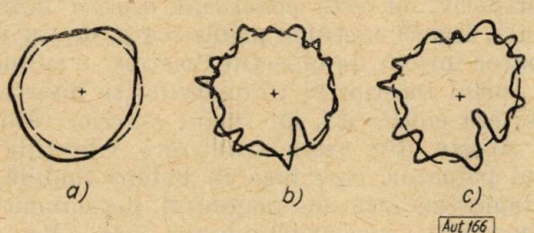


Fig. 1

este periodică şi i se poate face analiza armonică. Acelaşi lucru se poate spune şi despre rîndul de bile, dacă se presupune că toate bilele se mişcă în orice moment în acelaşi plan ecuatorial. Rezultanta compunerii acestor spectre de distribuţie, însă, nu mai este periodică. Aceasta se datoreşte continuei schimbări de fază a spectrului de distribuţie a rîndului de bile şi duce la imposibilitatea aplicării analizei armonice la spectrul funcţiei complexe $f(t)$.

Deoarece acest spectru se comportă ca un spectru întîmplător, perioada este egală cu infinit şi rezultă, ca primă consecinţă, că citirile sistemului de măsurare nu trebuie să se ia drept valori absolut exacte.

Pentru că există mai multe feluri de a privi zgomotul rulmenţilor, în prezentul articol se face o analiză a metodelor de măsurare, precum şi a aparatelor electronice tipice folosite în acest scop.

Propagarea şi aprecierea zgomotului rulmenţilor

Măsurarea zgomotului cu aparatele întîlnite în mod curent echivalează cu măsurarea zgomotului transmis de către rulment în aer. În [1] se arată că această metodă de măsură prezintă erori, iar ipoteza conform căreia zgomotul emis direct de rulmenţi formează tot zgomotul sau cel puţin cea mai mare parte din cel produs de ei nu poate fi considerată corectă. Pentru aceasta se compară rulmentul cu un traductor mecano-acustic căruia i se poate asocia impendanţa acustică $Z_A = R_A + jX_A$, unde R_A şi X_A sînt rezistenţa şi reactanţa acustică, exprimate în ohmi acustici, şi $j = \sqrt{-1}$. Atunci puterea emisă de sursa vibratoare şi transmisă aerului, în waţi, este [1]:

$$P = 10^{-7} \cdot R_A \left(\frac{dx}{dt}\right)^2, \qquad (1)$$

unde $\frac{dx}{dt}$ este viteza vibraţiei obiectului care vibrează, exprimată în $\frac{cm}{s}$, şi R_A este rezistenţa acustică, în ohmi acustici.

Pentru simplificare rulmentul poate fi considerat, în ceea ce priveşte transmiterea zgomotului în aerul înconjurător, ca o bilă vibratoare sau ca un disc vibrator cu diametrul egal cu diametrul exterior al rulmentului. Din teorie rezultă că componenta acustică rezis-

tivă R_A şi deci şi puterea acustică sînt, în primă aproximaţie, proporţionale cu puterea a patra a frecvenţei, cînd mărimea discului vibrator este mică faţă de lungimea de undă, adică atunci cînd $R \ll \frac{\lambda}{\pi}$, unde R este raza bilei vibratoare (în cm) şi λ este lungimea de undă (în cm). De asemenea se demonstrează că există o frecvenţă critică $f_0 = \frac{c}{\pi R}$ (Hz), unde c este viteza sunetului în aer $\left(\text{în } \frac{\text{cm}}{\text{s}}\right)$, şi la $f < f_0$ puterea P se micşorează cu puterea a patra a frecvenţei. Cu alte cuvinte, pentru un rulment cu $R = 2$ cm, întreaga bandă, de la 0 Hz la $f_0 = \frac{30\,000}{3{,}14 \cdot 2} = 4\,780$ Hz, este foarte mult atenuată şi aceasta este tocmai banda de frecvenţă la care urechea omenească este deosebit de sensibilă.

Din cele de mai sus rezultă că aprecierea zgomotului transmis aerului de către rulment poate fi afectată de erori importante funcţie de dimensiunile rulmentului şi de spectrul de distribuţie a zgomotului. Deci, un sistem de măsurare conectat direct la un microfon cu amplificator sau un fonometru va da indicaţii mai slabe decît în realitate, în tot domeniul de frecvenţe care se întinde pînă la frecvenţa critică f_0, dacă nu se iau măsuri speciale de corecţie.

Puterea acustică emisă de o maşină, care are ca singură sursă de vibraţii rulmenţii cu care este echipată, poate fi exprimată prin următoarea ecuaţie:

$$P = K_1 \cdot \left(\frac{dx}{dt}\right)^2 + K_2 \left(\frac{d^2x}{dt^2}\right)^2, \qquad (2)$$

în care K_1 şi K_2 sînt constante dimensionale, iar x este amplitudinea vibraţiei.

În această ecuaţie, termenul $K_1 \left(\frac{dx}{dt}\right)^2$ reprezintă puterea acustică generată direct de rulment, adică cea calculată şi discutată conform ecuaţiei (1). Termenul $K_2 \left(\frac{d^2x}{dt^2}\right)^2$ reprezintă puterea acustică generată direct de rulment, adică cea calculată şi discutată conform ecuaţiei (1). Termenul $K_2 \left(\frac{d^2x}{dt^2}\right)$ reprezintă puterea acustică emisă de suprafeţele exterioare ale maşinii excitate de forţele vibratorii provenite din rulmenţi. Într-adevăr, aceste forţe vibratorii ce se nasc în interiorul maşinii datorită rulmenţilor sînt proporţionale cu acceleraţiile vibraţiilor ($F = m.a$). Aceste forţe produc mişcări vibratorii a căror viteză este proporţională cu înseşi aceste forţe şi, prin urmare, cu acceleraţia care este cauza ce le produce (cu presupunerea că $R_A = \text{const.}$ în toată banda de frecvenţe). Coeficienţii K_1 şi K_2 depind de dimensiunile rulmenţilor şi de dimensiunile şi de structura fizico-geometrică a maşinii echipate cu rulmenţii respectivi.

Un calcul analitic sau practic al lui K_1 şi K_2 este imposibil de făcut, deoarece fabricantul de rulmenţi nu cunoaşte dimensiunile şi structura fizico-geometrică a maşinii beneficiarului care echipează cu rulmenţi. Ecuaţia (2) are însă meritul de a arăta că, în ultimă analiză, zgomotul depinde atît de viteza vibraţiei, cît şi de acceleraţia vibraţiei.

Aparate electronice pentru măsurat zgomotul rulmenţilor

Aparatele cel mai des întîlnite măsoară zgomotul rulmenţilor fie pe baza vitezei vibraţiei, fie pe baza acceleraţiei vibraţiei.

Aceste aparate pot fi folosite, în principiu, şi pentru măsurări de vibraţii în general, cu condiţia ca traductorul de măsură să preia în mod judicios vibraţiile de la sursa vibratoare şi spectrul de frecvenţă al vibraţiei să nu fie atenuat de banda de trecere a amplificatoarelor.

Aparatele descrise, prin felul cum sînt alese caracteristicile amplitudine-frecvenţă ale amplificatoarelor şi prin felul cum se preiau vibraţiile de către traductoare, sînt destinate numai măsurării zgomotului rulmenţilor.

În figura 2 se arată schema-bloc a aparatului electronic cu transistoare, de fabricaţie italiană, „eidometro RIV MP-107", în care: $\mathcal{T}$ — traductor de măsură; T_i — transformator de intrare; RE, RE_i — repetoare pe emitor; R_i — rezistenţe pentru limitarea semnalului de intrare; P_i — potenţiometre de nivel pentru alegerea scării de măsură; P_4 — potenţiometru de volum; PA_i — preamplificatoare de tensiune; F_i — filtre trece bandă; A_i — amplificatoare de tensiune; Rd_i — redresoare; A_p — amplificator de putere; D — difuzor.

Traductorul $\mathcal{T}$ face parte din categoria traductoarelor generatoare şi este un traductor de tipul „de inducţie". Din punct de vedere constructiv, el este constituit dintr-o bobină mobilă, legată mecanic printr-o tijă de un vîrf palpator mişcat de obiectul încercat — rulmentul. Inelul interior al rulmentului se învîrteşte cu viteză constantă, iar inelul exterior rămîne fix. Acesta din urmă transmite vibraţiile la vîrful palpator, care face ca bobina mobilă să se deplaseze faţă de magnetul permanent al traductorului, executînd mişcări liniare. Rezultă că f.e.m. indusă în bobină este proporţională cu viteza de deplasare liniară a palpatorului ce preia vibraţiile radiale ale inelului exterior. Circuitele de măsură sînt amplificatoare liniare, aşa încît citirile pe instrumentele indicatoare reprezintă, la scală liniară, un semnal electric proporţional cu viteza vibraţiilor luată drept indice al zgomotului rulmentului, pe baza ecuaţiei (1). Din literatura referitoare la eidometre se deduce că, la măsurarea vitezei vibraţiei, ele dau, de fapt, o indicaţie aproximativă a nivelului zgomotului transmis aerului înconjurător de

către rulment, ca şi cum rezistenţa acustică ar fi constantă chiar sub frecvenţa critică f_0.

În scopul raportării defectelor la cauze specifice frecvenţelor joase (60 Hz la 300 Hz), frecvenţelor medii (300 Hz la 1 800 Hz) şi frecvenţelor înalte (1 800 Hz la 10 000 Hz) sînt

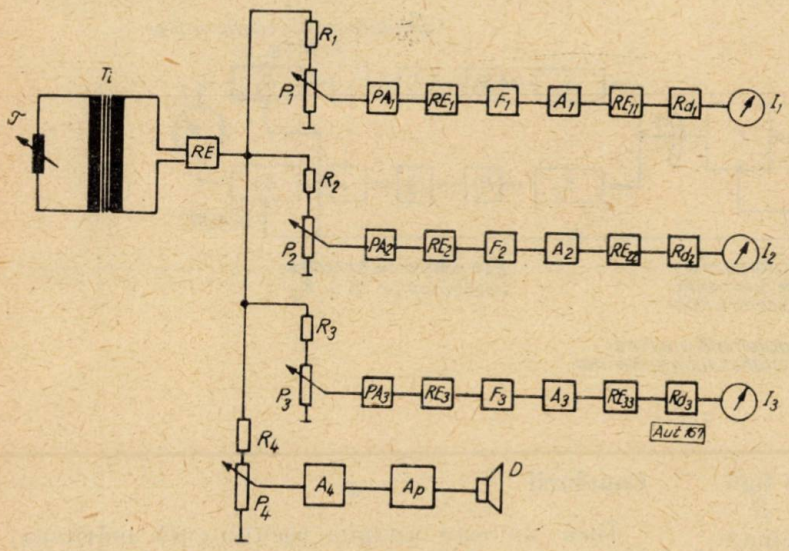


Fig. 2

prevăzute cele trei filtre trece bandă F_1, F_2 şi F_3, corespunzătoare celor trei canale de amplificare.

Vibraţiile de tip impuls, ce nu pot fi detectate din cauza duratei lor scurte, se detectează ascultînd zgomotul emis de difuzorul canalului de sunet.

Schema dispune de repetoare pe emitor şi de reacţii negative pentru îmbunătăţirea performanţelor montajului.

În figura 3 se vede schema-bloc a unui alt aparat de măsurat zgomotul rulmenţilor, realizat de firma austriacă „Viennatone — electronic", în care : M—mandrină motoare ; R—rulment ; T—traductor ; GE—generator de semnal etalon ; K—comutator pentru „lucru" sau „etalonare" ; K_1—comutatorul semnalului etalon pentru canalele de amplificare A, B, C ; L—circuit de transformare în trepte de cîte 4 dB ; PA, PA_i—preamplificatoare ; F_i — filtre trece bandă 150 Hz la 600 Hz, 600 Hz la 3 000 Hz, 3 000 Hz la 10 000 Hz ; P, P_i — potenţiometre de reglare a amplificării accesibile pe panoul frontal ; A, A_i — amplificatoare de tensiune ; R_i — redresoare ; I_i — instrumente indicatoare ; D — difuzor.

Principial, măsurarea se face tot pe baza ecuaţiei (1), iar indicaţiile sînt date în decibeli datorită circuitelor de transformare, notate cu L, şi la care corespund cîte 4 dB pe fiecare treaptă. Indicaţiile instrumentelor sînt în decibeli, iar indicaţia unui canal de amplificare se obţine prin adunarea numărului de decibeli corespunzător treptei L cu cel citit pe instrumentul I. Zgomotul total se obţine prin adunarea numărului de decibeli corespunzător celor trei canale.

La aparatul „GPW — 6N", realizat de aceeaşi firmă, evaluarea zgomotului se face pe baza acceleraţiei vibraţiei, traductorul fiind piezoelectric, cu nivelul de referinţă de $9{,}81 \cdot 10^{-3} \frac{m}{s^2}$ pentru dB. Aparatul măsoară pe canalele de frecvenţă 70 Hz la 360 Hz,

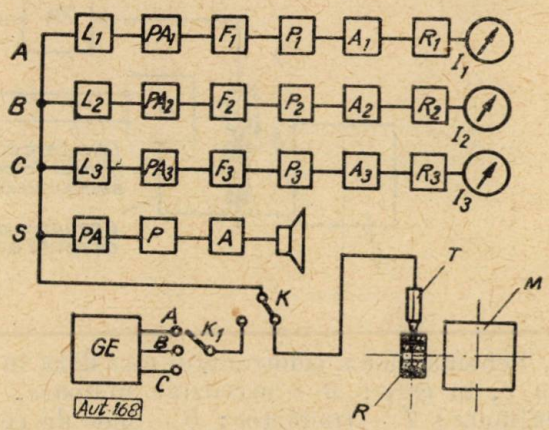


Fig. 3

360 Hz la 1 900 Hz, 1 900 Hz la 10 000 Hz, în gama 0 dB la 80 dB, adică 10^{-3}g — 10 g, unde $1\text{g} = 9{,}81 \frac{m}{s^2}$, cu variaţii ale tensiunii reţelei de $\pm 15\%$.

Aparatul tip „ME—4", realizat de R.P. Polonă, măsoară zgomotul rulmenţilor în unităţi de acceleraţie $\frac{m}{s^2}$ tot cu un traductor piezoelectric, după schema-bloc din figura 4, în care ; *1*—traductor piezoelectric ; *2*—repetor catodic ; *3* — comutator pentru alegerea sensibilităţii ; *4* — comutatorul modului de lucru ; *5* — circuit integrator RC ; *6* — preamplificator ; 7 — amplificator voltmetru electronic ; *8* — detector ; *9* —

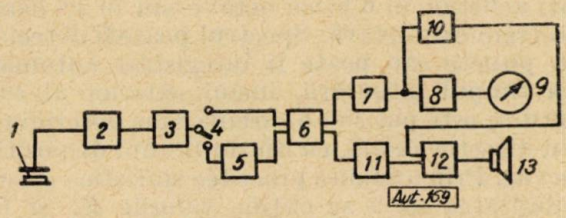


Fig. 4

instrument indicator ; *10* — releu de timp ; *11* şi *12* — amplificatorul canalului de sunet ; *13* — difuzor.

La acest aparat, amplificatorul audio *12* cu difuzorul *13* pot fi conectate permanent printr-un releu de timp *10*, pentru circa 6 s, în cazul cînd vibraţiile au depăşit valoarea limită stabilită. Indicaţiile sînt date de un singur instrument indicator pentru toată banda de frecvenţă.

Aparatul permite şi măsurarea vitezei vibraţiilor cu circuitul integrator *5*, inclus în circuit, dar nu permite o combinaţie între cele două feluri de măsurări, conform cu ecuaţia (2).

Acest neajuns este înlăturat de aparatul de fabricaţie italiană — eidotronul.

fie cu ajutorul nivelului presiunii acustice, fie cu ajutorul nivelului puterii acustice [5]; apar condiţii cerute încăperilor care se pot utiliza pentru măsurare. Un astfel de aparat este aparatul japonez „sound level meter" care dă indicaţiile în foni [6].

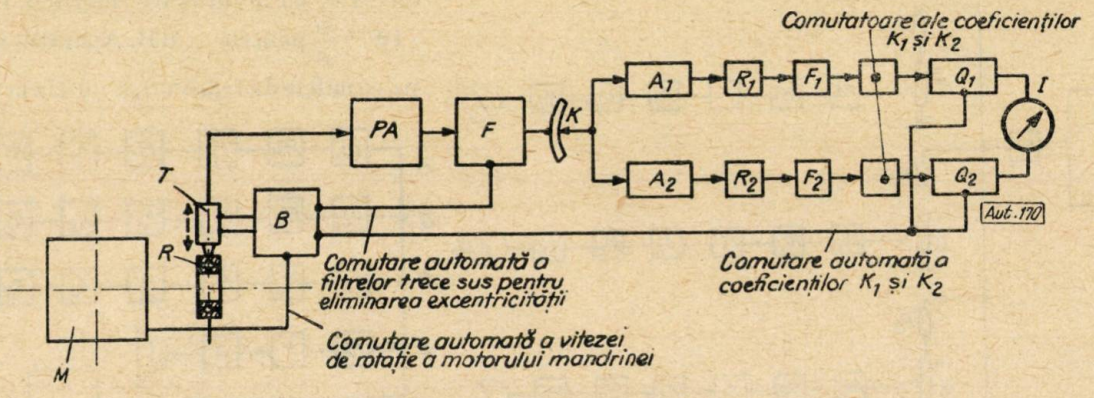


Fig. 5

Schema-bloc a eidotronului este dată în figura 5, în care: M — mandrină motoare; R — rulment; T — traductor; B — bloc de comandă pentru comutarea automată; PA — preamplificator; F — filtru trece sus pentru eliminarea excentricităţii; K — comutator de sensibilitate; A_1 — amplificator integrator; A_2 — amplificator liniar; R_1, R_2 — redresoare; F_1, F_2 — filtre de netezire; Q_1, Q_2 — circuite de ridicare la pătrat; I — instrument indicator.

Eidotronul este prevăzut cu un singur instrument de citire şi deci măsoară într-o singură bandă care cuprinde toată banda acustică auzibilă, cantitatea de măsurat fiind cea definită de ecuaţia (2).

Cînd trebuie abordată nu numai problema sortării rulmenţilor în diferite clase de zgomot ci şi aceea de a raporta deranjamentele la cauzele lor, este necesar un analizor conectat la eidotron. În acest caz se poate determina spectrul zgomotului rulmentului prin împărţirea întregii benzi acustice în 6 benzi octave sau în 18 benzi de o treime de octavă. Spectrul poate fi detectat prin puncte sau poate fi înregistrat automat.

În timpul măsurării, inelul exterior al rulmentului este pus sub o sarcină bine determinată în direcţie axială, cu ajutorul unui dispozitiv adecvat. Prin anumite procedee statistice există posibilitatea de a se obţine valorile K_1 şi K_2 din ecuaţia (2), iar comutarea pentru aceşti coeficienţi se face automat în funcţie de dimensiunile rulmentului examinat.

În eidotron, toate operaţiile de măsurare sînt complet eliberate de influenţa aprecierii subiective a operatorului.

În cazul cînd se întrebuinţează metoda de măsurare la care în timpul măsurării apare influenţa mediului de propagare a zgomotului de la rulment la traductor, care de data aceasta este un microfon, aprecierea zgomotului se face

Concluzii

Încă nu este unanim recunoscută mărimea luată drept indice al zgomotului rulmentului, fapt pentru care există o diversitate constructivă de aparate. Din mai multe considerente [1], [7], aparatele care iau drept criteriu de măsură acceleraţia vibraţiei sînt preferate celor ce iau drept criteriu viteza vibraţiei.

Aparatul trebuie să permită etalonarea cu ajutorul generatorului etalon, şi aceasta cu atît mai mult cu cît funcţia $f(t)$ nu este reproductibilă, mai ales în cazul în care nu se doreşte numai o simplă sortare faţă de un rulment „admis", ci se execută măsurarea zgomotului direct în unităţile de măsură ale mărimii alese pentru măsurare. De asemenea este indicat ca şi traductorul să permită reglarea corespunzătoare pentru etalonare, pentru ca măsurările pe diferite aparate de acelaşi tip să fie comparabile.

Măsurarea pe un singur instrument indicator în toată banda de frecvenţă este mult mai expeditivă, şi este destul de precisă dacă se alege corespunzător mărimea ce reprezintă zgomotul. În cazul unei analize rapide a cauzelor de defecte, măsurarea pe trei canale de frecvenţă este destul de indicată pentru controlul rapid de serie.

În ceea ce priveşte scala instrumentului, aceasta poate fi fie liniară, fie logaritmică, deoarece domeniul de variaţie a zgomotului de la nivelul minim la nivelul maxim poate fi cuprins şi de o scală liniară, bineînţeles cu treptele de amplificare corespunzătoare.

În fine, pentru a înlătura complet influenţa mediului ambiant asupra măsurării, şi astfel pentru a se putea executa măsurarea, de exemplu, direct într-o secţie de control dintr-o hală de montaj, sînt mai adecvate aparatele la care

traductorul preia imediat vibraţiile de la inelul exterior al rulmentului decît cele care măsoară zgomotul pe baza nivelului presiunii acustice sau puterii acustice.

BIBLIOGRAFIE

[1] Pesante, M. *Studio sulla rumorosita dei cuscinetti a volventi.* In: Rivista RIV, nr. 14, 1962, p. 20—32.
[2] *Eidometro RIV MP-107.* Proiect RIV. Torino, 1963.
[3] *Appareil d'essai de bruit GPW-6 pour roulements.* Prospect Viennatone — electronic. 1965.
[4] *Miernic pozionu dragan lozysk tocznych typ ME-4.* Centralne biuro konstrukcji lozysk tocznych. Varşovia, 1963.
[5] Bichir, I. N., Vinaru, C. L. *Metode practice pentru măsurarea zgomotului maşinilor electrice rotative.* In: Electrotehnica, 11, nr. 11—12, 1963, p. 440—445.
[6] *N.T.N. Ball and Roller Bearings.* General Catalog nr. 230, p. 240.
[7] Belitki, H., Dvigubski, V. *Influenţa vibraţiilor rulmenţilor asupra zgomotului şi vibraţiilor motoarelor electrice.* Centralne biuro konstrukcji lozysk tocznych. Varşovia, 1961.

Ing. T. BĂJENESCU

Unele rezultate noi obţinute din modelarea analogică a ecuaţiei mişcării particulelor solide antrenate de un flux curbiliniu

O problemă dificilă din domeniul energeticii — atît din punct de vedere teoretic, cît şi din punct de vedere experimental — este arderea combustibililor solizi; aceasta deoarece procesele de ardere şi de schimb de căldură sînt complexe, iar intensificarea lor este condiţionată de organizarea aerodinamică optimă a acestora. O primă etapă în investigarea acestei spinoase probleme constă în precizarea mişcării particulelor în regim izotermic, chestiune de un deosebit interes în studiul separatoarelor centrifugale de praf, al arzătoarelor turbionare de combustibil etc.

Presupunînd o mişcare plană a particulei de-a lungul razei, neglijînd circulaţia transversală şi considerînd o viteză tangenţială iniţial egală cu cea a fluidului, ecuaţia mişcării particulei pe rază, în flux, va fi:

$$m\frac{dW_r}{dt} = m\frac{W_t^2}{r} - Cf\frac{W_r^2}{2g}\gamma, \qquad (1)$$

în care:

g este acceleraţia gravitaţională;
r — raza curentă;
t — timpul;
m — masa particulei;
W_r — componenta radială a vitezei particulei;
W_t — componenta tangenţială a vitezei fluidului;
C — coeficientul de rezistenţă al particulei;
f — secţiunea particulei opusă fluxului;
γ — greutatea specifică a fluidului portant.

Obişnuit, în literatura tehnică de specialitate, la scrierea ecuaţiei (1) se neglijează forma reală a particulelor şi greutatea lor, ricoşarea particulelor şi ciocnirea lor între ele, variaţia reală a cîmpului de viteze, viteza radială a fluidului, turbulenţa şi circulaţia transversală a curentului portant, forţa Coriolis etc. Majoritatea metodelor de calcul presupun că particula este de formă sferică şi că mişcarea are loc în condiţii Stokes; în aceste ipoteze, expresia coeficientului de rezistenţă devine:

$$C = \frac{24}{\mathrm{Re}}. \qquad (2)$$

Dacă în expresia cifrei Reynolds, pentru diametrul echivalent al particulei se introduce relaţia:

$$d_e = 1{,}24\sqrt[3]{V_p} \qquad (3)$$

(V_p fiind volumul particulei), după o serie de calcule ecuaţia mişcării particulei în fluxul portant devine:

$$r'' + \frac{18\nu}{\varphi d_e^2}\cdot\frac{\gamma}{\gamma_p}\cdot r' - \frac{W_t^2}{r} = 0, \qquad (4)$$

unde $\nu = 1{,}5\cdot10^{-5}$ kgs/m², iar γ_p este greutatea specifică a particulei.

Din punctul de vedere al distribuţiei vitezelor tangenţiale se disting două zone ale mişcării fluidului:

a) zona centrală, unde este valabilă relaţia:

$$W_t = r\cdot\omega \qquad (5)$$

(ω — viteza unghiulară);

b) zona periferică, unde se aplică legea:

$$W_t\cdot r = \text{const.} \qquad (6)$$

Pentru zona centrală în locul relaţiei (4) vom avea aşadar ecuaţia:

$$r'' + \frac{18\nu}{\varphi d_e^2}\cdot\frac{\gamma}{\gamma_p}r' - \omega^2 r = 0, \qquad (7)$$

iar pentru zona periferică, o altă ecuaţie:

$$r'' + \frac{18\nu}{\varphi d_e^2}\cdot\frac{\gamma}{\gamma_p}r' - \frac{W_i^2 r_i^2}{r^3} = 0, \qquad (8)$$

Imposibilitatea de a rezolva ecuaţia (8) prin metoda cvadraturilor şi dificultăţile întîmpinate de procedeele experimentale au dus — în cele din urmă — la necesitatea modelării cu ajutorul

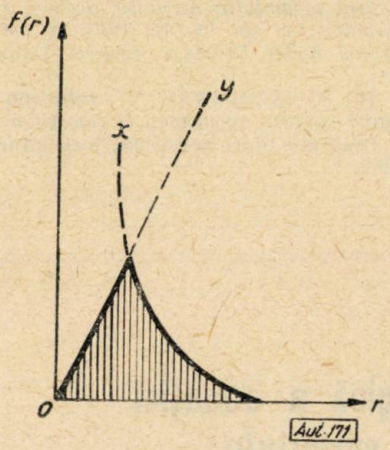


Fig. 1. Rezultatul suprapunerii funcţiilor y şi z.

calculatorului analogic, aceasta fiind singura cale raţională, rapidă şi avantajoasă de abordare a problemei.

Modelarea problemei

Se observă că modelînd o singură ecuaţie de forma :

$$r'' + \beta r' - f(r) = 0, \qquad (9)$$

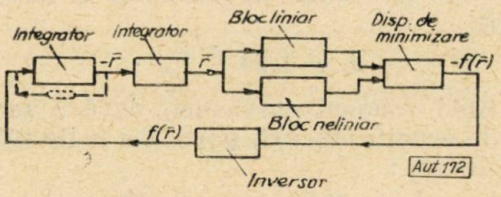


Fig. 2. Schema-bloc pentru rezolvarea ecuaţiei (9).

se poate rezolva atît ecuaţia (7), cît şi ecuaţia (8). Într-adevăr cînd :

$$f(r) = \omega^2 r = y \quad (r \leqslant 100 \text{ mm}), \qquad (10)$$

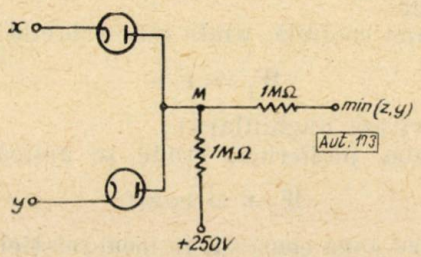


Fig. 3. Schema montajului de minimizare.

se regăseşte relaţia (7), şi cînd :

$$f(r) = \frac{1}{r^3} k = zk \quad (250 \text{ mm} \geqslant r \geqslant 100 \text{ mm}), \qquad (11)$$

se regăseşte relaţia (8).

Cum r nu poate fi decît pozitiv, iar punctul de intersecţie a funcţiilor y şi z are variabile atît abscisa cît şi ordonata, pentru problema noastră nu prezintă interes decît zona haşurată din figura 1.

În acest caz, rezolvarea ecuaţiei (9) se va putea face cu o schemă-bloc de tipul celei din figura 2. Dispozitivul de minimizare prezent în schema-bloc este construit după schema din figura 3.

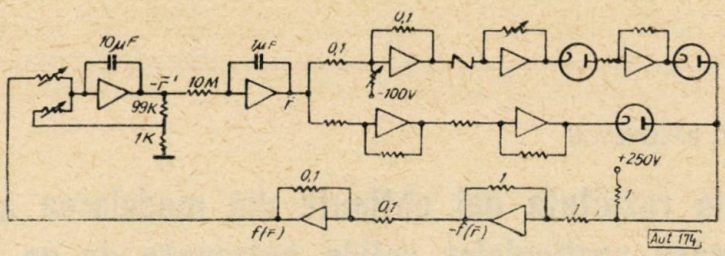


Fig. 4. Schema de principiu folosită la rezolvarea ecuaţiei (9).

Pentru cazul cînd $d_e = 10^{-3}$ m, $\varphi = 1$, $\gamma_p = 1\,300$ kg/m^3, $\omega_e = 537$ rad/s, $W_i = 25$ m/s şi $r_e = 0{,}1$ m, ecuaţia (9) devine :

$$r'' + 25.10^{-2} r' - f(r) = 0. \qquad (9')$$

Pentru nodul de la intrarea amplificatorului operaţional *1* din figura 5 se poate scrie relaţia :

$$C \frac{\mathrm{d}}{\mathrm{d}\tau}\left(\frac{\mathrm{d}\bar{r}}{\mathrm{d}\tau}\right) + \frac{1}{R_2} \cdot \frac{\mathrm{d}\bar{r}}{\mathrm{d}\tau} - \frac{1}{R_1} f(\bar{r}) = 0 \qquad (12)$$

sau ţinînd seamă că :

$$C = 10 \ \mu\text{F},$$

$$\bar{r} = K_r . r = 400 \ r,$$

$$\tau = 10^3 t,$$

$$f(\bar{r}) = K_f . f(r) = 2.10^{-3} f(r),$$

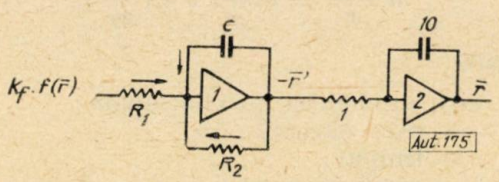


Fig. 5. Schema folosită pentru deducerea valorilor elementelor de circuit.

şi identificînd coeficienţii primei derivate din relaţiile (12) şi (9'), se deduce în cele din urmă :

$$R_2 = 400 \text{ MΩ}. \qquad (13)$$

Procedînd asemănător pentru coeficienţii variabilei r, se deduce :

$$R_1 = 0{,}05 \text{ MΩ}. \qquad (14)$$

În felul acesta s-au asigurat condiţiile unei corecte modelări a lui r''. Să vedem cum se realizează o modelare corectă a curbei $f(r)$.

Fie varianta $d_e = 3.10^{-3}$ m; $\varphi = 1$; $\gamma_p = 1\,300$ kg/m³; $W_i = 15$ m/s, iar punctul de intersecţie a ecuaţiilor (10) şi (11) avînd abscisa $r_e = 0{,}1$ m şi ordonata $f(r) = 10{,}2.10^3 \left(\frac{\text{rad}}{\text{s}}\right)^2$ m. real să coincidă, eliminăm o sursă importantă de erori şi ne situăm foarte aproape de soluţia exactă a problemei.

În tabela 1 sînt date o parte din variantele principale studiate pe model.

Tabela 1

d_e, m	φ	γ_p kg/m³	$\beta.10^{-2}$	ω_e, rad/s	W_i, m/s	r_e, m	r_i, m	$\omega^2.r$
0,003	0,6 0,7 0,8 0,9 1,0	1 300	4,6 3,95 3,48 3,07 2,77	537	25	0,1	0,215	28 800
0,00006 0,0002 0,001 0,002 0,004 0,005	1	1 300	69 100 6 220 24,9 6,22 1,55 1	537	25	0,1	0,215	28 800
0,003	1	1 000 1 500 1 750 2 000 2 250 2 500	3,59 2,4 2,05 1,79 1,6 1,44	537	25	0,1	0,215	28 800
0,003	1	1 300	2,77	320 750 1 000 1 500 215 108	15 35 46,5 70 10 5	0,1	0,215	10 200 56 000 100 000 225 000 4 600 1 165
0,003	1	1 300	2,77	239 1 100 956	25 25 100	0,15 0,07 0,15	0,215	8 550 8 480 10 370

$$\omega_e = \frac{W_i\, r_i}{r_e^2}$$

Dacă se urmăreşte ca maximul acestei funcţii să corespundă — în mărimile maşinii — la 40,8 V, atunci :

$$K_f \cdot 10{,}2 \cdot 10^3 = 40{,}8; \qquad (15)$$

deci :

$$K_f = 4.10^{-3} \frac{\text{V}}{\text{m}} \left(\frac{\text{s}}{\text{rad}}\right)^2. \qquad (15')$$

Pentru această valoare a lui K_f, după metodica arătată mai înainte, se deduce că $R_1 = 0{,}1$ MΩ.

Aşadar modelînd cît mai exact relaţiile (10) şi (11) şi impunînd condiţia ca punctul de intersecţie de pe modelul analogic şi din fenomenul

Stabilirea factorilor de scară

După cum se ştie din teoria modelării, mărimile relative ale coeficienţilor unei ecuaţii diferenţiale se pot schimba, fără alterarea soluţiei.

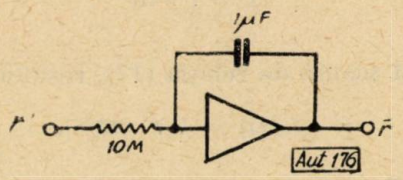


Fig. 6. Schema folosită pentru deducerea factorului de scară al vitezei.

În problema noastră, timpul real este de ordinul milisecundelor, pe maşină :

$$\tau = 10^3\, t_1 \qquad (16)$$

Pentru spaţiu, ţinînd seamă că distanţa maximă este de 0,25 m, iar unitatea de lucru a maşinii este de 100 V, a rezultat că :.

$$\bar{r}\,(\text{volţi}) = 400\ r\ (\text{m}). \qquad (17)$$

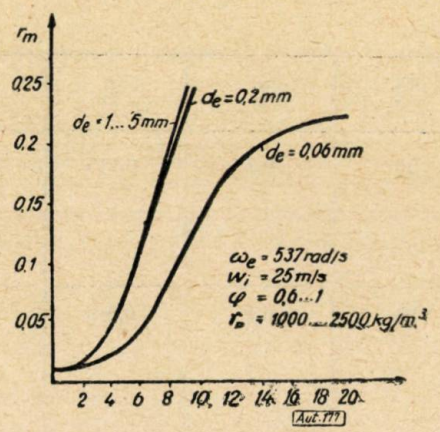


Fig. 7. Valorile timpului de separare pentru $\omega = 537$ rad/s.

Pentru viteză, ţinînd seamă de valorile elementelor de circuit din figura 6, se poate scrie :

$$\bar{r} = \frac{1}{10}\int \bar{r}'\ d\tau, \qquad (18)$$

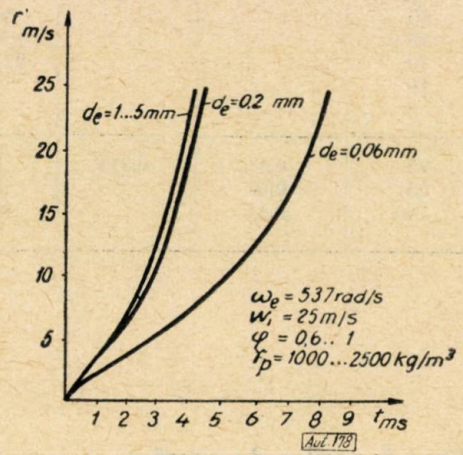


Fig. 8. Valorile vitezei în funcţie de timpul de separare.

dar :

$$r = \int r'\,dt \qquad (19)$$

şi ţinînd seamă de relaţia (17), rezultă :

$$\bar{r}'\,(\text{volţi}) = 4\ r'\ (\text{m/s}). \qquad (20)$$

Concluzii

În afară de stabilirea timpului de separare t, prin rezolvarea problemei cu ajutorul calculatorului analogic s-a putut preciza şi măsura în care influenţează diverşii parametri care intervin în ecuaţiile (7) şi (8). Verificările experimentale ulterioare vor confirma — sau infirma — justeţea ipotezelor simplificatoare introduse în scrierea ecuaţiei de mişcare, precum şi limitele de valabilitate a rezultatelor obţinute.

S-a constatat astfel că (fig. 8 şi fig. 7) varierea factorului de formă φ al particulei, ca şi varierea greutăţii specifice a materialului particulei γ_p în limite destul de largi şi cu condiţia ω = const., nu au influenţe apreciabile asupra mărimii timpului de separare.

De asemenea, mărirea lui d_e dincolo de 1—2 mm influenţează puţin valoarea timpului de separare. Factorii care au însă o influenţă hotărîtoare sînt ω şi, implicit, W_i (fig. 9 şi fig. 10).

Este de asemenea importantă, mai ales în porţiunea iniţială a curbelor $r = f(t)$ şi $r' = f(t)$

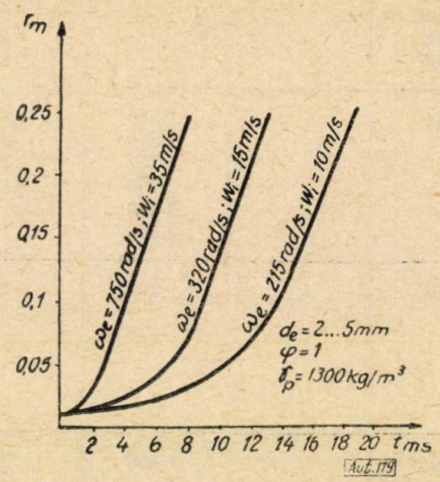


Fig. 9. Influenţa lui ω şi W_i asupra mărimii timpului de separare.

(zona de liniaritate), mărimea razei de introducere a suspensiei solide. Cu cît raza de introducere a suspensiei solide creşte, cu atît se micşorează timpul de separare.

Pentru zona centrală, rezolvarea analogică a problemei a fost verificată şi prin compararea cu soluţiile obţinute cu ajutorul unui calculator cifric. Erorile soluţiei analogice sînt mai mici de 1%, ceea ce este absolut suficient pentru continuarea investigaţiilor în acest domeniu.

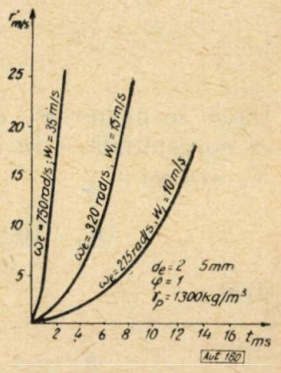


Fig. 10. Valorile vitezei în funcţie de timpul de separare pentru cîteva valori ale lui ω şi W_i.

Folosirea modelării a permis astfel rezolvarea rapidă, simplă şi directă a problemei, foarte greu abordabilă pe alte căi, precum şi studierea comodă a mişcării particulelor şi a parametrilor ce caracterizează această mişcare.

Dr. ing. E. TĂTARU

Analiza regimului static în cazul circuitului bistabil cu o diodă tunel

Circuitele bistabile cu diode tunel, folosite la realizarea numărătoarelor binare, se caracterizează prin viteză de comutare foarte mare, motiv pentru care s-au impus atenţiei generale a specialiştilor. Însă, lucrările publicate se rezumă la prezentarea schemelor practice, principiilor de funcţionare, performanţelor şi a unor recomandări privind regimul static [1—5]. Examinînd toleranţele admisibile ale elementelor de circuit, se constată că acestea sînt suficient de severe. Astfel, în lucrarea [5] se indică $\pm$ 2% pentru curentul de vîrf al diodei tunel şi rezistenţă, iar pentru tensiunea de alimentare, mai puţin de $\pm$ 2%. În cazul numărătoarelor binare s-a obţinut o mărire a acestor toleranţe folosind transistorul în etajul de formare a impulsurilor pentru comanda circuitului bistabil [3, 4]. Aceasta se explică prin faptul că transistorul micşorează reacţia dintre etaje şi realizează amplificarea semnalelor de comandă. Însă introducerea în scheme a transistoarelor ca elemente separatoare şi amplificatoare provoacă micşorarea vitezei de comutare în raport cu schemele echipate numai cu diode tunel.

Pentru aceste circuite încă nu există în literatura de specialitate o analiză teoretică prin care să se dea răspuns următoarelor probleme de mare interes practic şi teoretic: influenţa toleranţelor elementelor de circuit asupra regimurilor static şi dinamic, influenţa rezistenţei interne a sursei de alimentare, descrierea matematică a proceselor tranzitorii de comutare, determinarea vitezei de comutare, influenţa etajului următor şi alegerea optimă a parametrilor schemei. De aceea în cadrul acestui articol se prezintă analiza regimului stastic al circuitului bistabil cu o diodă tunel, urmînd ca prezentarea celorlalte probleme să se facă în alte articole.

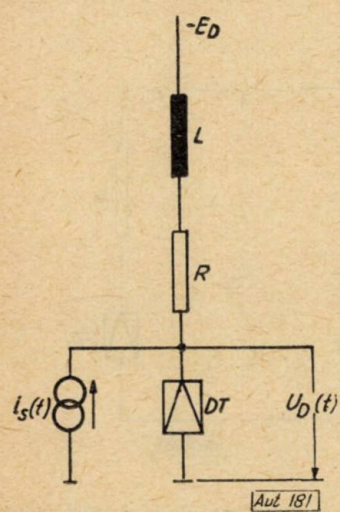


Fig. 1. Schema circuitului bistabil cu o diodă tunel.

Circuitul bistabil cu o diodă tunel (fig. 1), propus de R.A. Kaenel [1], este compus din dioda tunel DT, alimentată prin inductanţa L şi rezistenţa R de la sursa de tensiune E_D. Excitarea este realizată prin impulsuri bipolare de curent, iar pe dioda tunel se obţin impulsuri dreptunghiulare de tensiune. Se poate observa că o caracteristică a circuitului bistabil cu o diodă tunel este numărul mic de elemente componente.

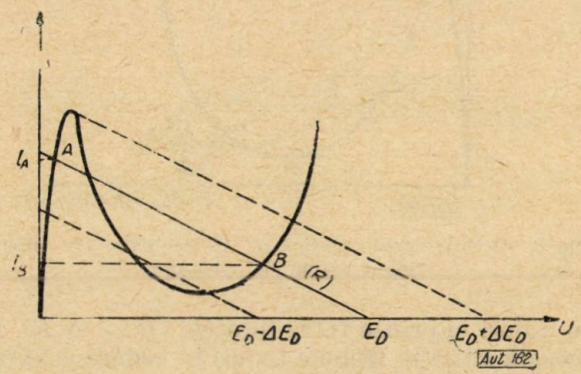


Fig. 2. Alegerea dreptei de sarcină în cazul unei caracteristici statice date a diodei tunel.

În analiza regimului static se impun două probleme:

1) alegerea optimă a parametrilor schemei ţinînd seamă de toleranţe (deoarece ele au o influenţă mare);

2) influenţa rezistenţei interne a sursei de alimentare asupra funcţionării circuitelor bistabile.

1. După cum a arătat R.A. Kaenel [1], rezistenţa R şi tensiunea de alimentare E_D trebuie astfel alese încît dreapta de sarcină să intersecteze caracteristica statică a diodei tunel în două puncte stabile (A şi B, fig. 2). Dacă se ţine seamă de influenţa toleranţelor, este necesar a adăuga că alegerea elementelor de circuit trebuie astfel făcută încît schema să funcţioneze corect la toleranţe cît mai mari. Notînd cu I_A, respectiv I_B, curenţii prin dioda tunel corespunzători stării de joasă tensiune, respectiv înaltă tensiune, se poate afirma că, pentru o diodă tunel şi rezistenţă R date, limitele de variaţie a tensiunii E_D, adică $E_D \pm \Delta E_D$, între care dioda tunel are două puncte stabile de funcţionare, sînt determinate de valoarea maximă a curentului I_A, adică valoarea curentului de vîrf al diodei tunel, de valoarea rezistenţei R şi de valoarea minimă a curentului I_B, adică valoarea curentului de vale al diodei tunel, aşa cum este arătat în figura 2.

În cazul circuitelor de numărare binară, între circuitele bistabile se intercalează circuite de formare a impulsurilor de comandă, iar alimentarea tuturor circuitelor bistabile se face de la aceeaşi sursă de tensiune. De aceea prezintă

interes stabilirea limitelor de variaţie a tensiunii de alimentare ($E_D \pm \Delta E_D$), între care toate circuitele au două stări stabile, cunoscînd că curenţii de vîrf, respectiv vale, ai diodelor tunel utilizate au valori cuprinse între ($I_M \pm \Delta I_M$), respectiv ($I_m \pm \Delta I_m$), iar rezistenţele folosite

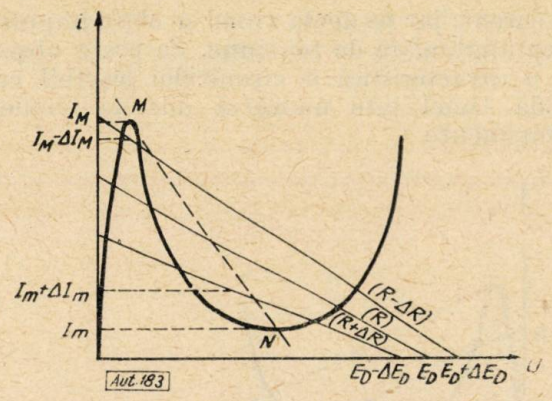


Fig. 3. Determinarea grafică a elementelor de circuit, ţinînd seamă de toleranţe.

au valori cuprinse între limitele ($R \pm \Delta R$). În această situaţie trebuie avute în vedere cazurile cele mai nefavorabile, şi anume cazul în care dioda tunel cu curentul de vîrf cel mai mic ($I_M - \Delta I_M$) este alimentată prin rezistenţa avînd valoarea cea mai mică ($R - \Delta R$) şi cazul în care dioda tunel avînd curentul de vale cel mai mare ($I_m + \Delta I_m$) este alimentată prin rezistenţa avînd valoarea cea mai mare ($R + \Delta R$). Atunci, conform figurii 3, se poate afirma că limita superioară a tensiunii de alimentare ($E_D + \Delta E_D$), pentru care toate circuitele au două stări stabile, este determinată de valoarea maximă admisibilă a curentului I_A, adică ($I_M - \Delta I_M$), şi valoarea cea mai mică posibilă a rezistenţei, adică ($R - \Delta R$), iar limita inferioară ($E_D - \Delta E_D$) este determinată de valoarea minimă admisibilă a curentului I_B, adică ($I_m + \Delta I_m$), şi valoarea cea mai mare posibilă a rezistenţei, adică ($R + \Delta R$). Se poate vedea că limitele de variaţie a tensiunii de alimentare sînt cu atît mai mari cu cît toleranţele rezistenţelor şi caracteristicilor statice ale diodelor tunel sînt mai mici. De asemenea se poate conchide că, la curent de vîrf dat şi rezistenţă R judicios aleasă, limitele de variaţie a tensiunii E_D sînt cu atît mai mari cu cît curentul de vale este mai mic. De remarcat că, cu micşorarea curentului de vale I_m, se pot micşora rezistenţa R şi tensiunea E_D păstrînd aceleaşi toleranţe ca şi mai înainte, ceea ce înseamnă micşorarea consumului de putere. Prin urmare este recomandabil a utiliza diode tunel avînd raportul (I_M/I_m) cît mai mare.

Din explicaţia dată de R.A. Kaenel [1] asupra funcţionării circuitului bistabil cu o diodă tunel rezultă că impulsurile bipolare de comandă trebuie să aibă amplitudini mai mari decît diferenţa dintre curentul de vîrf şi curentul I_A, respectiv diferenţa dintre curentul I_B şi curentul de vale. Raţionamentele de mai sus conduc la concluzia că valoarea acestor diferenţe creşte cu creşterea toleranţelor, ceea ce are ca efect micşorarea vitezei de comutare a circuitului de formare a impulsurilor şi deci a numărătorului. De menţionat că, dacă toleranţele ar fi nule, atunci situaţia cea mai favorabilă din punct de vedere al amplitudinilor impulsurilor de excitare ar fi cea indicată prin linie întreruptă în figura 3, în care diferenţele amintite sînt limitate numai de nivelul zgomotului.

2. În practică este important să se cunoască influenţa rezistenţei interne a sursei de alimentare asupra funcţionării circuitelor bistabile, şi limitarea care se impune acesteia. Figura 4 reprezintă schema echivalentă a alimentării de la aceeaşi sursă de tensiune electromotoare E şi rezistenţă internă R_i, a n circuite bistabile Kaenel, utilizate în schema unui numărător binar. Fie l numărul diodelor tunel care se găsesc în starea de joasă tensiune şi m numărul celor care se găsesc în starea de înaltă tensiune. Atunci tensiunea de alimentare U_{ec} a celor n circuite bistabile este :

$$U_{ec} = E - R_i \left(\sum_{i=1}^{l} I_{Ai} + \sum_{j=1}^{m} I_{Bj} \right), \qquad (1)$$

unde I_{Ai} reprezintă valoarea curentului I_A, corespunzător stării de joasă tensiune, în dioda

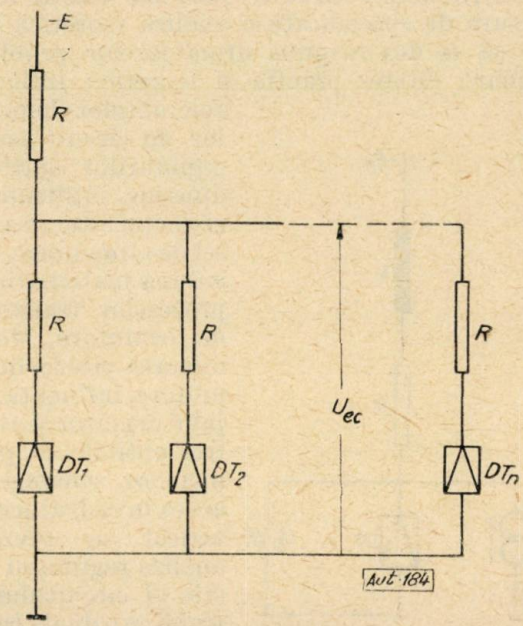


Fig. 4 Schema echivalentă a alimentării de la aceeaşi sursă a n circuite bistabile Kaenel.

tunel DT_i, iar I_{Bj} — valoarea curentului I_B, corespunzător stării de înaltă tensiune, în dioda tunel DT_j (de observat că aceşti curenţi variază în raport cu i şi j datorită toleranţelor).

Întrucît în timpul funcţionării numărătorului numerele l şi m variază, suma lor rămînînd

constantă şi egală cu n, rezultă că tensiunea U_{ec}, la bornele circuitelor bistabile, variază în timp. Din relaţia (1) se vede că limitele de variaţie a tensiunii U_{ec} corespund cazurilor cînd toate diodele tunel se găsesc în starea de joasă tensiune, respectiv toate în starea de înaltă tensiune. În primul caz se poate scrie :

$$U_{ec_A} = E - R_i \sum_{i=1}^{n} I_{Ai}\,, \qquad (2)$$

iar în al doilea caz :

$$U_{ec_B} = E - R_i \sum_{j=1}^{n} I_{Bj}\,. \qquad (3)$$

Prin urmare, tensiunea de alimentare U_{ec} a celor n circuite bistabile variază pe de o parte datorită toleranţelor tensiunii electromotoare E, iar pe de altă parte, în cazul în care rezistenţa R_i nu este neglijabilă, datorită schimbării stării de tensiune a diodelor tunel. Din relaţiile (2) şi (3) rezultă că limitele de variaţie a tensiunii U_{ec}, cînd tensiunea electromotoare variază între limitele $(E \pm \Delta E)$, corespund valorii minime a tensiunii U_{ec_A} şi valorii maxime a tensiunii U_{ec_B}. Trebuie făcută observaţia că limitele de variaţie a tensiunii E_D, deduse în figura 3, corespund tensiunii U_{ec}. De aceea se impune stabilirea corelaţiei între limitele de variaţie a tensiunii U_{ec} şi a tensiunii electromotoare E. Fie :

$I_{A\,med} = \frac{1}{n}\sum_{i=1}^{n} I_{Ai}$ — valoarea medie a curenţilor I_{Ai} ;

$I_{B\,med} = \frac{1}{n}\sum_{j=1}^{n} I_{Bj}$ — valoarea medie a curenţilor I_{Bj} ;

r_A — rezistenţa în curent continuu a diodei tunel corespunzătoare stării de joasă tensiune ;

$2\,\delta_E = 2\,\frac{\Delta E}{E}$ — variaţia relativă a tensiunii electromotoare ;

$U_{ec\,Amin}$ — valoarea minimă a tensiunii U_{ec_A}, la variaţia tensiunii electromotoare între limitele $(E \pm \Delta E)$;

$U_{ec\,Bmax}$ — valoarea maximă a tensiunii U_{ec_B}, la variaţia tensiunii electromotoare între limitele $(E \pm \Delta E)$;

$2\,\delta_U = \frac{U_{ec_{Bmax}} - U_{ec_{Amin}}}{\frac{1}{2}(U_{ec_{Bmax}} + U_{ec_{Amin}})}$ — variaţia relativă a tensiunii la bornele celor n circuite bistabile ;

k — valoarea raportului (I_{Bmed}/I_{Amed}), corespunzătoare limitei superioare $(E + \Delta E)$ a tensiunii electromotoare.

Atunci, în cazul în care toate diodele tunel se găsesc în starea de joasă tensiune, ţinînd seamă de schema echivalentă din figura 4, se poate scrie :

$$I_{Amed} = \frac{E}{n R_i + R + r_A}\,. \qquad (4)$$

Înlocuind relaţia (4) în relaţia (2), se obţine :

$$U_{ec_A} = E\left(1 - \frac{1}{1 + \frac{R + r_A}{n R_i}}\right). \qquad (5)$$

Relaţia (5) arată că valoarea minimă a tensiunii U_{ec_A} corespunde valorii $(E - \Delta E)$ a tensiunii electromotoare, şi deci :

$$U_{ec_{A\,min}} = E(1 - \delta_E)\left(1 - \frac{1}{1 + \frac{R + r_A}{n R_i}}\right). \qquad (6)$$

Ţinînd seamă de relaţia (3), se găseşte :

$$U_{ec_B} = E - n R_i \cdot I_{Bmed}. \qquad (7)$$

Valoarea maximă a tensiunii U_{ec_B} corespunde valorii $(E + \Delta E)$ a tensiunii electromotoare, deoarece variaţia ΔE este distribuită pe rezistenţa diferenţială a diodei tunel (în starea de înaltă tensiune) şi rezistenţele R şi nR_i. Din relaţia (7) se obţine :

$$U_{cc\,Bmax} = E(1 + \delta_E)\left(1 - \frac{k}{1 + \frac{R + r_A}{n R_i}}\right). \qquad (8)$$

Avînd în vedere relaţiile (6) şi (8), se poate scrie expresia variaţiei relative $2\,\delta_U$ a tensiunii la bornele circuitelor bistabile :

$$2\,\delta_U = \frac{2\,\delta_E + \frac{1 - k - \delta_E(1 + k)}{1 + \frac{R + r_A}{n R_i}}}{1 - \frac{1}{2}\cdot\frac{1 + k - \delta_E(1 - k)}{1 + \frac{R + r_A}{n R_i}}}. \qquad (9)$$

Din relaţia (9) rezultă :

$$R_i = 2\,\frac{(R + r_A)}{n(1 - k)}\cdot\frac{(\delta_U - \delta_E)}{(1 - \delta_U)(1 + \delta_E)}. \qquad (10)$$

Ţinînd seamă că în practică $R \gg r_A$, iar mărimile δ_U, δ_E au valori relativ mici şi în expresia

numitorului relaţiei (10) intră cu semne contrare, se poate scrie cu o bună aproximaţie:

$$2\,(\delta_U - \delta_E) = \frac{nR_i}{R}(1 - k). \qquad (11)$$

Relaţiile (9) — (11) reprezintă diferite forme ale corelaţiei dintre variaţia relativă $2\,\delta_U$ a tensiunii la bornele circuitelor bistabile şi variaţia relativă $2\,\delta_E$ a tensiunii electromotoare. Relaţia (11) arată că diferenţa $2\,(\delta_U - \delta_E)$ este cu atît mai mare cu cît este mai mare numărul n al circuitelor bistabile şi raportul rezistenţei interne R_i a sursei de alimentare către rezistenţa R de alimentare a diodei tunel. Parametrul k se alege de preferinţă cît mai mic, pentru ca variaţia relativă $2\,\delta_U$, dedusă pe baza figurii 3, şi viteza de comutare să fie cît mai mari, iar consumul de putere cît mai mic. (Dependenţa vitezei de comutare în raport cu parametrul k va fi arătată în alt articol.)

Prin urmare, rezistenţa internă a sursei de alimentare are ca efect micşorarea toleranţelor admisibile ale tensiunii electromotoare de alimentare. Pentru ca această micşorare să nu fie supărătoare, este necesară limitarea valorii rezistenţei interne folosind relaţia (10). După ce, conform figurii 3, a fost determinat $U_{ec_{A\,min}}$ sau $U_{ec_{Bmax}}$ cu ajutorul relaţiilor (6), respectiv (8), se determină valoarea tensiunii electromotoare E. Dimensionarea corespunzătoare regimului static se face grafic, ţinînd seamă de analiza prezentată mai sus. Adică, cunoscînd caracteristica statică a diodelor tunel şi impunînd acesteia şi rezistenţei R anumite toleranţe uzuale, se determină, conform figurii 3, rezistenţa R, tensiunile $U_{ec_{A\,min}}$ şi $U_{ec_{Bmax}}$, toleranţa δ_U şi parametrul k. Ţinînd seamă de valoarea uzuală a toleranţei δ_E şi de numărul n de circuite bistabile utilizate, se determină din relaţia (10) valoarea maximă a rezistenţei interne R_i, iar din relaţiile (6) sau (8) valoarea tensiunii electromotoare E. Făcînd mai multe încercări, se adoptă soluţia optimă din punct de vedere al realizării şi utilizării schemei.

BIBLIOGRAFIE

[1] Kaenel, R. A. *One-tunnel diode flip-flop.* In: Proc. I.R.E., nr. 3, 1961, p. 671.

[2] Chow, W. F. *Tunnel diode digital circuitry.* In: I.R.E. trans. electronic computers, nr. 3, 1960, p. 295—302.

[3] Gotlieb, E., Giorgis, J. *Tunnel diodes. Logic and switching circuits.* In: Electronics, 5 iulie 1963, p. 16—23.

[4] Kononov, B. N., Sidorov, A. S. *Primenenie tunnelnîh diodov v uzlah elektronofiziceskoi aparaturî.* Trudî piatoi naucino -tehniceskoi konferenţii po iadernoi radioelektronike, vol. 1. 1963, p. 169—183.

[5] Cooperman, M. *300 Mc Tunnel diode logic circuits.* In: I.E.E.E. trans. electronic computers, nr. 1, 1964, p. 18—27.

Ing. D. NEGREANU

Circuite de comutaţie cu diode tunel

1. Dioda tunel ca element al schemelor de comutaţie

Dioda tunel cunoaşte în ultimii ani o largă utilizare în schemele de impulsuri şi schemele logice, în mod special în cele rapide şi foarte rapide. Această răspîndire se datoreşte avantajelor pe care diodele tunel le prezintă faţă de alte dispozitive: dimensiuni reduse, consum redus, viteză şi comutaţie foarte mare, gamă largă de temperaturi de lucru, insensibilitate la radiaţii, fabricaţie relativ uşoară. Nu trebuie trecute cu vederea nici dezavantajele diodelor tunel: tensiune şi putere de ieşire scăzute, dificultăţi de separare a intrării de ieşire — dispozitivul avînd numai două borne.

Utilizarea diodei tunel în schemele de comutaţie se bazează pe caracteristica sa, cu porţiunea de rezistenţă negativă şi două puncte de funcţionare stabilă pentru o rezistenţă de sarcină sau un curent dat (fig. 1)).

Parametrii fundamentali ai diodelor tunel, care interesează în circuitele de comutaţie, sînt: tensiunea de vîrf U_p, tensiunea de vale U_v, curentul de vîrf I_p, curentul de vale I_v — adesea raportul I_p/I_v —, capacitatea diodei C. Tensiunea U_p este de ordinul zecilor de milivolţi, tensiunea U_v de ordinul sutelor de milivolţi, raportul I_p/I_v variază între 5 şi 20, diodele de bună calitate avîndu-l mai mare, curentul I_p variază între cîţiva miliamperi şi un amper.

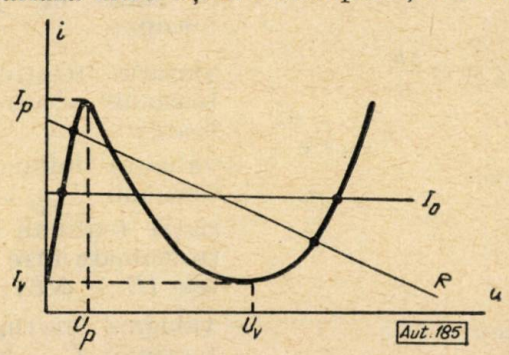


Fig. 1. Caracteristica diodei tunel.

Raportul I_p/C mare reprezintă de asemenea o calitate a diodei.

Alţi parametri care interesează uneori sînt rezistenţele dinamice ale diferitelor porţiuni de caracteristică, ale căror valori medii se pot deduce aproximativ din parametrii fundamentali.

Una dintre calităţile diodei tunel este viteza mare de comutaţie dintr-un punct de funcţionare în altul. Pentru a determina timpul de comutare din punctul 0 (starea „0" sau de joasă tensiune), determinat de curentul de polarizare I_0 în punctul *1* (starea „*1*" sau de

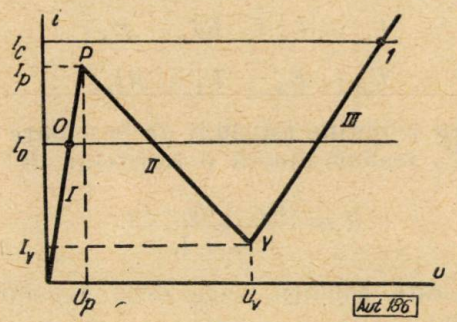


Fig. 2. Aproximarea liniară a caracteristicii diodei tunel.

înaltă tensiune), determinat de curentul de comandă I_c, se consideră caracteristica diodei formată din porţiuni liniare (fig. 2).

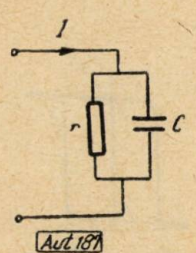


Fig. 3. Schemă electrică echivalentă pentru dioda tunel.

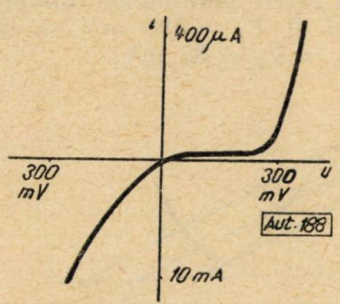


Fig. 4. Caracteristica diodei inverse (unitunel).

În acest caz, durata de basculare a diodei t_f este egală cu suma duratelor de parcurgere a porţiunilor de caracteristică I, II şi III.

$$t_f = t_1 + t_2 + t_3. \qquad (1)$$

Duratele t_1, t_2, t_3 se determină simplu pe baza schemei echivalente a diodei tunel în porţiunile respective (fig. 3):

$$t_1 = Cr_1 \ln \frac{I_c - I_0}{I_c - I_p}; \qquad (2)$$

$$t_2 = -Cr_2 \ln \frac{I_c - I_v}{I_c - I_p}; \qquad (3)$$

$$t_3 = Cr_3 \ln \frac{I_c - I_v}{I_c - I_0}, \qquad (4)$$

în care r_1, r_2, r_3 sînt rezistenţele dinamice medii ale porţiunilor respective.

Pentru valori uzuale $I_p = 5$ mA, $I_v = 1$ mA, $I_0 = 4$ mA, $I_c = 5{,}5$ mA, $U_p = 50$ mV, $U_v = 275$ mV, $r_3 = 25\ \Omega$, $C = 30$ pF se obţine: $t_1 = 0{,}33$ ns, $t_2 = 3{,}7$ ns, $t_3 = 0{,}83$ ns şi deci $t_f = 4{,}86$ ns.

În schemele cu diode tunel se utilizează adesea, ca elemente de legătură, diode inverse (unitunel), cu o funcţionare bazată pe acelaşi fenomen ca şi diodele tunel. Caracteristica unei astfel de diode inverse este reprezentată în figura 4. Ele îndeplinesc funcţiuni de poartă, limitator sau discriminator de nivele scăzute.

2. Circuite bistabile

Caracteristica diodei tunel permite realizarea circuitelor cu două puncte stabile de funcţionare folosind o singură diodă tunel. În anumite cazuri este recomandabilă sau chiar necesară utilizarea a două dispozitive pentru un circuit cu două stări stabile de funcţionare. În aceste cazuri, diodele sînt legate în serie formînd o „pereche". Din caracteristica compusă a perechii alimentate la tensiunea E (fig. 5) rezultă două puncte stabile de funcţionare: punctul 0 caracterizat prin starea 0 a unei diode şi *1* a celeilalte, şi punctul *1* caracterizat prin situaţia inversă.

După modul de lucru, utilizarea şi forma semnalului de intrare, circuitele bistabile se împart în trei categorii: circuite memorie, circuite releu şi circuite binare.

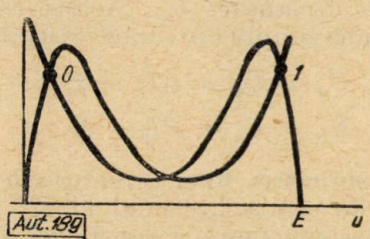


Fig. 5. Caracteristica compusă a perechii de diode tunel.

Circuitele bistabile de tip „memorie" sînt cele mai simple (fig. 6 a). Tensiunea de alimentare şi rezistenţa R se aleg astfel încît dreapta de sarcină să intersecteze caracteristica

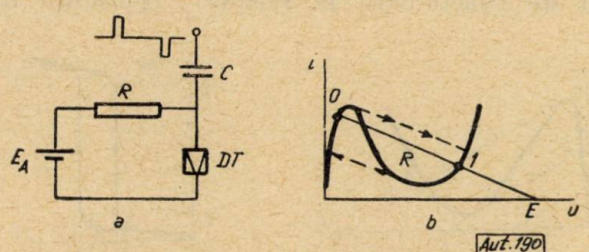


Fig. 6. Circuit bistabil cu diodă tunel:
a – schema circuitului; *b* – caracteristica de funcţionare.

diodei în două puncte stabile 0 şi *1*. Schema rămîne în starea 0 pînă la acţionarea cu un impuls pozitiv, la care basculează în starea *1*. Un impuls negativ basculează circuitul în starea 0 (fig. 6 b).

Acest tip de circuite intră în compunerea memoriilor rapide din maşinile de calcul. Se uti-

lizează de asemenea pentru formarea undelor dreptunghiulare cu front foarte bun.

Circuitele de tip „releu" au o caracteristică ieşire-intrare asemănătoare celei a releelor electromagnetice sau a releelor electronice „Schmitt". Un astfel de circuit conţine în mod obişnuit înseriate sursa de alimentare continuă E_A, dioda tunel, rezistenţa de sarcină R şi generatorul semnalului de intrare u_i (fig. 7). Evident dacă semnalul de intrare este corespunzător, sursa E_A poate lipsi.

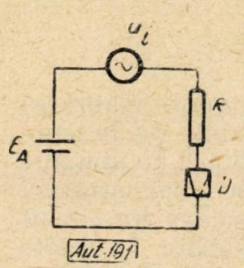


Fig. 7. Circuit bistabil tip releu.

O grupă o formează circuitele care, în lipsa semnalului de intrare, au un singur punct stabil de funcţionare. În cazul în care tensiunea de alimentare E_A este inferioară tensiunii U_v, semnalul de intrare variabil trebuie să fie pozitiv. Deplasarea punctului de funcţionare pe caracteristică, din punctul 0, este redată în figura 8 a. În figura 8 b este reprezentată relaţia dintre tensiunea pe diodă u_{DT} şi tensiunea de intrare u_i; caracteristica este de tip „releu" cu o tensiune de anclanşare U_A şi o tensiune de declanşare U_D. Aceste tensiuni se pot determina simplu din caracteristică (fig. 8 a):

$$U_A = U_p + RI_p - E_A; \tag{5}$$

$$U_D = U_v + RI_v - E_A. \tag{6}$$

Pentru obţinerea unei caracteristici cît mai apropiate de cea a „releului ideal" cu histerezis nul trebuie luată o rezistenţă R cît mai apropiată de valoarea rezistenţei negative, ceea ce rezultă de altfel din compararea relaţiilor (5) şi (6). Se obţine $U_A = U_D$ pentru $R = \frac{U_v - U_p}{I_p - I_v}$.

Analog se poate lucra cu semnal negativ în cazul în care — rămînînd un singur punct stabil de funcţionare în repaus — tensiunea de

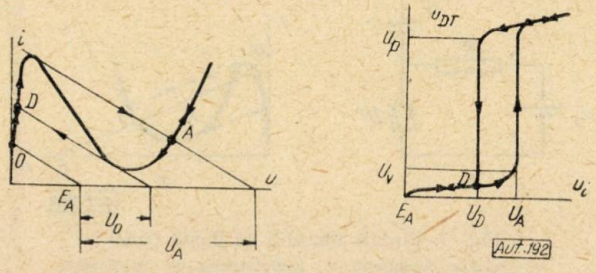


Fig. 8. Caracteristicile circuitului tip releu: *a* — caracteristica curent-tensiune; *b* — caracteristica ieşire-intrare.

alimentare E_A este superioară tensiunii U_v.

O altă grupă o formează circuitele care în repaus au două puncte stabile de funcţionare (fig. 9 a). Semnalul de intrare în acest caz trebuie să fie alternativ. Caracteristica ieşire-intrare este asemănătoare celei a dispozitivelor cu ciclu de histerezis dreptunghiular (fig. 9 b). În lipsa semnalului, dispozitivul rămîne în starea 0 sau *1*, după semnalul cu care a fost acţionat anterior.

Tensiunea la care se produc basculările între o stare şi cealaltă sînt:

$$U_E = U_p + RI_p - E_A; \tag{7}$$

$$U_F = E_A - U_v - RI_v. \tag{8}$$

Pentru a obţine tensiuni de basculare egale $U_E = U_F$ trebuie aleasă o rezistenţă R:

$$R = \frac{2E_A - U_p - U_v}{I_p + I_v}. \tag{9}$$

În aceste condiţii, cele două tensiuni au valoarea:

$$U_E = U_F = U_p + \frac{I_p}{I_p + I_v}(2E_A - U_p - U_v) - E_A. \tag{10}$$

Pentru parametrii diodei din primul paragraf şi $E_A = 385$ mV se obţine $r = 10\,\Omega$ şi $U_E = U_F = 35$ mV.

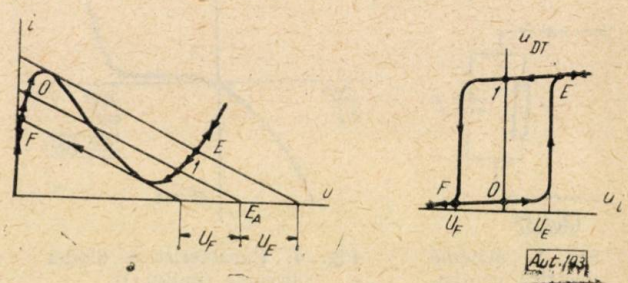


Fig. 9. Caracteristicile de lucru ale circuitului cu două stări de repaus: *a* — caracteristica curent-tensiune; *b* — caracteristica ieşire-intrare.

Acest tip de circuite se utilizează, la formarea undelor dreptunghiulare din semnale de o formă oarecare, ca limitator şi discriminator de nivel şi ca releu electronic.

Circuitele binare, acţionate prin impulsuri scurte de aceeaşi polaritate, basculează succesiv, la fiecare impuls dintr-o stare în alta. Prin diferenţierea formei obţinute la ieşire se obţin impulsuri de o anumită polaritate, cu o frecvenţă jumătate din cea a impulsurilor de acţionare.

Aceste circuite sînt utilizate în special în numărătoarele binare şi divizoarele de frecvenţă.

Circuitele binare se bazează în mod obişnuit pe perechea de diode tunel.

La circuitele binare care lucrează cu transformator sau inductanţă, impulsul de acţionare este aplicat în serie pe ambele diode, basculînd una dintre ele. După terminarea impulsului de acţionare, energia produsă de această modificare şi acumulată în miezul magnetic basculează în sens invers cealaltă diodă.

Circuitul din figura 10 este alimentat astfel încît să aibă două puncte stabile de funcţionare, unul caracterizat prin starea 0 a unei diode şi *1* a celeilalte, şi altul prin situaţia inversă. Pentru puncte de funcţionare caracterizate prin I_1, I_0 şi U_1, U_0, relaţia dintre rezistenţele R_0 şi R este:

$$R_0 = \frac{U_1 - U_0}{2(I_0 - I_1)} - \frac{R}{2}. \qquad (11)$$

Se presupune că dioda DT_1 se află în starea 0, iar dioda DT_2, în starea *1*. Un impuls pozi-

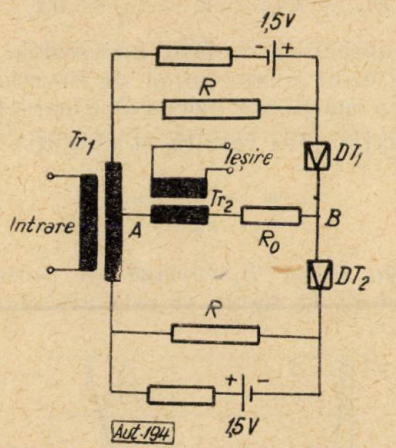


Fig. 10. Circuit binar cu transformator.

tiv aplicat prin transformatorul Tr_1 nu are efect asupra diodei DT_2, dar basculează dioda DT_1 în starea *1*. Curentul prin primarul transformatorului de ieşire Tr_2, care avea sensul BA, tinde să scadă, pe inductanţa echivalentă apărînd o tensiune cu sensul AB. Aceasta basculează dioda DT_2 în starea 0, realizînd astfel inversarea stării perechii de diode. Impulsul următor produce basculările inverse. La ieşire, în secundarul transformatorului Tr_2 se obţin impulsuri de o polaritate sau alta.

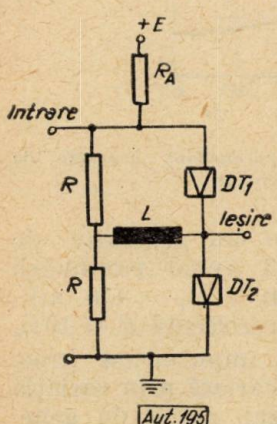


Fig. 11. Circuit binar cu inductanţă.

Asemănător lucrează circuitul binar cu inductanţă din figura 11.

Alt mod de acţionare binară a diodei tunel se bazează pe dirijarea prin diode a impulsurilor de comandă. Astfel, în schema din figura 12 elementul principal îl constituie dioda tunel DT_2. Dioda tunel DT_1 are rolul de a furniza impulsuri de ambele polarităţi. După cum dioda tunel DT_2 se află în starea 0 sau starea *1*, este deschisă dioda D_1, respectiv D_2, permiţînd trecerea impulsului pozitiv, respectiv negativ, care basculează dioda DT_2 în starea *1*, respectiv 0. Diodele poartă D_1 şi D_2 sînt diode cu contact aurit pentru diode tunel de tip galiu-arsen, şi diode unitunel pentru diode tunel de germaniu.

Pe baza circuitelor binare se pot realiza registre de deplasare, numărătoare, distribui-

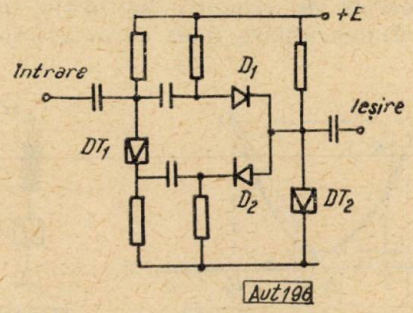


Fig. 12. Circuit binar cu porţi.

toare, utilizate în maşinile de calcul rapide şi blocurile rapide de prelucrare a informaţiilor, numărătoare în inel etc. Schema unui astfel de registru este reprezentată în figura 13. Starea unei celule este indicată de starea diodei tunel superioare. La aplicarea impulsului

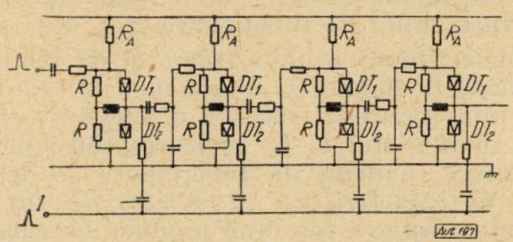


Fig. 13. Registru de deplasare cu diode tunel.

de înaintare *I* toate celulele sînt aduse în starea 0. Celulele care se găsesc în starea *1* prin basculare dau la ieşire un impuls pozitiv. Acesta, întîrziat cu o durată mai mare decît timpul de basculare a celulei, acţionează asupra celulei binare următoare, basculînd-o în starea *1*. Identic acţionează şi impulsul de înscriere a informaţiei *1* într-o celulă.

3. Circuite de relaxare

La circuitele de relaxare cu diode tunel, bascularea dintr-o stare în alta este urmată de un proces de relaxare, după care urmează rebascularea în starea iniţială. Aceste circuite conţin de obicei o inductanţă care, împreună cu rezistenţele din circuit, determină durata procesului de relaxare.

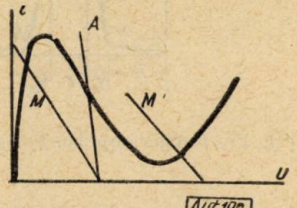


Fig. 14. Regimurile de funcţionare de relaxare.

Tensiunea şi rezistenţa de alimentare determină regimul de lucru al circuitului (fig. 14):

A — circuit astabil (generator de relaxare) care basculează neîntrerupt dintr-o stare în alta;

M — circuit monostabil (de întîrziere) care, declanşat printr-un impuls, basculează şi revine după un timp în starea iniţială, în care rămîne.

Generatoarele de relaxare se obţin printr-o astfel de dimensionare încît caracteristica dio-

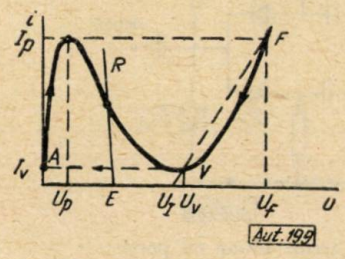


Fig. 15. Caracteristica funcţionării astabile.

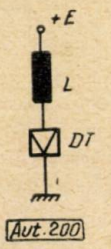


Fig. 16. Schema de bază a generatorului de relaxare.

dei să fie intersectată de dreapta de sarcină într-un punct din porţiunea de rezistenţă negativă, obţinîndu-se astfel un circuit fără nici un punct stabil de funcţionare (fig. 15).

Schema simplă a unui generator de relaxare este dată în figura 16. Rezistenţa R este formată din rezistenţa internă a sursei şi rezistenţa inductanţei L. La aplicarea tensiunii de alimentare, punctul de funcţionare se deplasează pe caracteristică în punctul de vîrf P, de unde creşterea tensiunii produce bascularea în punctul F. Urmează o scădere a tensiunii pe dispozitiv, punctul de funcţionare deplasîndu-se pînă în V, de unde se produce o basculare în A. Porţiunile AP şi FV se parcurg lent, iar salturile PF şi VA sînt rapide. Forma de undă obţinută, corespunzătoare diferitelor porţiuni din caracteristică, este reprezentată în figura 17.

Duratele aproximative ale perioadelor de relaxare T_1 şi T_2 se obţin pe baza schemei echi-

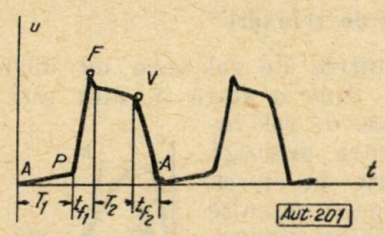


Fig. 17. Forma impulsurilor generate de circuitul de relaxare.

valente, în care dioda este considerată ca un element liniar pe porţiunile de pantă pozitivă ale caracteristicii, şi anume o rezistenţă $r_1 \simeq \simeq \frac{U_p}{I_p}$ pentru porţiunea AP şi o rezistenţă $r_2 \simeq = \frac{U_F - U_v}{I_p - I_v}$ pentru porţiunea FV.

Se obţine :

$$T_1 = \frac{L}{R + r_1} \ln \frac{E - I_v(R + r_1)}{E - I_p(R + r_1)}; \qquad (12)$$

$$T_2 = \frac{L}{R + r_2} \ln \frac{I_p(R + r_2) + U_1 - E}{I_v(R + r_2) + U_1 - E}, \qquad (13)$$

în care $U_I = U_v - I_v r_2$ (fig. 15).

Din relaţiile (12) şi (13) se pot determina limitele între care poate varia tensiunea de alimentare E :

$$U_p + RI_p < E < U_v + RI_v, \qquad (14)$$

ceea ce reprezintă de fapt matematic condiţia existenţei unui singur punct de funcţionare, pe ramura de rezistenţă negativă a caracteristicii.

Din relaţia (14) rezultă şi condiţia :

$$R < \frac{U_v - U_p}{I_p - I_v}. \qquad (15)$$

Duratele T_1 şi T_2 variază cu tensiunea de alimentare E. În figura 18 este prezentată vari-

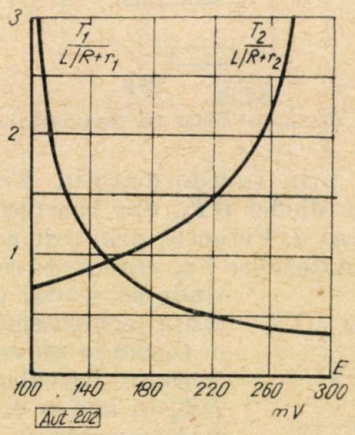


Fig. 18. Dependenţa duratelor perioadelor generate de tensiunea de alimentare.

aţia acestor durate pentru un generator de relaxare cu o diodă tunel avînd parametrii $U_p = 50$ mV, $U_v = 275$ mV, $U_F = 450$ mV, $I_p = 5$ mA, $I_v = 1$ mA şi o rezistenţă $R = 10\,\Omega$.

Perioada de repetiţie a impulsurilor (frecvenţa) poate fi stabilită şi variată prin variaţia inductanţei L. S-au realizat astfel de generatoare care dau o formă de undă dreptunghiulară într-un domeniu larg de frecvenţe, de exemplu de la 100 Hz la 100 kHz.

Raportul celor două perioade poate fi obţinut şi variat prin reglarea tensiunii de alimentare E. Sursa de alimentare a circuitului trebuie să aibă o impedanţă scăzută şi să fie în acest caz reglabilă continuu. Deoarece o astfel de sursă cu reglare electronică este dificil de realizat, se utilizează de obicei ca sursă o diodă polarizată direct, alimentată printr-o rezistenţă reglabilă de la o tensiune mai mare (fig. 19).

În legătură cu stabilitatea frecvenţei unui astfel de generator se dau în tabela 1 date pentru un circuit tipic [28].

Tabela 1

Variaţii cu 10%	ΔT_1, %	ΔT_2, %
E_D	−21	+25
I_P/I_v	+1	+2,6
I_P	−19	+8

Se observă că, la variaţia tensiunii de alimentare, duratele T_1 şi T_2 variază în sensuri diferite, ceea ce permite, prin alegerea potrivită a raportului T_1/T_2, stabilizarea frecvenţei faţă de variaţiile tensiunii de alimentare. Curentul I_v este practic invariabil în temperatură, iar raportul I_v/I_v, care variază mult, influenţează puţin asupra duratelor.

Circuitele monostabile sînt acelea la care caracteristica diodei tunel este intersectată de dreapta

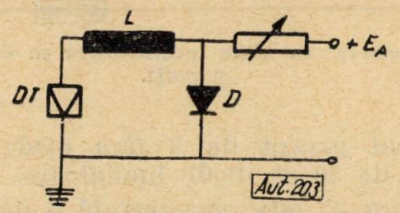


Fig. 19. Schema unui generator de relaxare cu raport impuls/pauză reglabil.

de sarcină într-un singur punct stabil de funcţionare (fig. 20). După ramura pe care se află punctul stabil de funcţionare, acţionarea circuitului se face cu impulsuri pozitive (ramura OP) sau negative (ramura VF). Schema unui astfel de circuit este dată în figura 21.

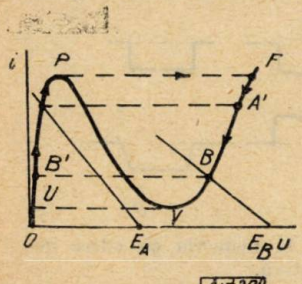


Fig. 20. Caracteristica funcţionării monostabile.

Aplicînd circuitului cu punctul de funcţionare, de exemplu în A, un impuls pozitiv de durată mică şi amplitudine suficientă, dispozitivul basculează pe ramura VF în punctul F. După terminarea impulsului de acţionare, punctul de funcţionare este A', inductanţa L avînd tendinţa de a menţine constant curentul prin dispozitiv. Urmează apoi deplasarea punctului de funcţionare din A' la V cu o constantă de timp determinată de inductanţă, bascularea din V în U şi revenirea circuitului în punctul iniţial A. Forma impulsului obţinut este dată în figura 22.

Durata impulsului este:

$$t_i = \frac{L}{R + r_2} \ln \frac{U_{A'} + I_A R - E_A}{U_v + I_A R - E_A} \qquad (16)$$

la circuitul A, şi:

$$t_i = \frac{L}{R + r_1} \ln \frac{E_B - U_{B'} - I_B R}{E_B - U_p - I_B R} \qquad (16')$$

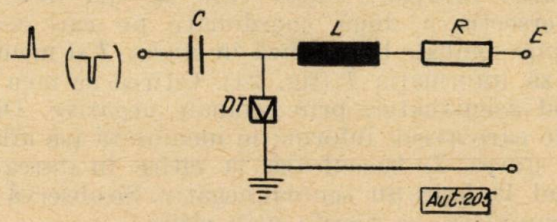


Fig. 21. Schema unui circuit monostabil.

pentru circuitul B, în care $U_{A'}$, $U_{B'}$, I_A şi I_B sînt tensiuni şi curenţi care se determină din

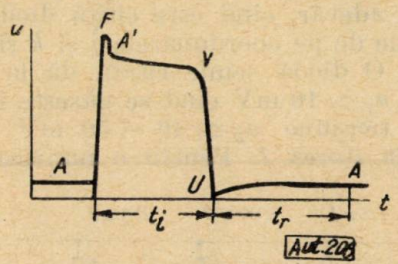


Fig. 22. Forma impulsului generat de circuitul monostabil.

caracteristica diodei. Timpul de revenire se determină din:

$$t_{rev} \simeq 4 \div 5 \frac{L}{R + r_1} \qquad (17)$$

$$t_{rev} \simeq 4 \div 5 \frac{L}{R + r_2} \qquad (17')$$

la circuitele A şi, respectiv, B.

4. Memorii

Domeniul însă în care diodele tunel au obţinut cea mai mare utilizare rămîne cel al memoriilor ultrarapide din maşinile de calcul numerice. Viteza de lucru a acestora a fost întotdeauna limitată de viteza de acces a memoriilor. Diodele tunel au permis realizarea de memorii cu viteze de lucru de ordinul zecilor de megahertzi, mult superioare vitezelor pe care le-au permis memoriile cu ferite.

Modul uzual de organizare a memoriilor este forma de matrice cu două coordonate (X, Y sau cuvîntul şi cifra), elementul de memorie fiind format dintr-o diodă tunel în funcţionare bistabilă. Excepţional, pentru memorii de capacitate mică, se poate lucra pe o singură coordonată. În acest caz, schema elementului de memorie poate fi mai simplă, toleranţele admisibile ale parametrilor diodelor sînt mult mai largi, iar raportul semnal util/semnal fals mult mai mare.

Memoriile pot fi cu citire distructivă sau cu citire nedistructivă.

În figura 23 este reprezentată o parte dintr-o matrice de memorie cu diode tunel şi rezistenţe [26]. Semnalul de înscriere pozitiv pe o coordonată este insuficient pentru basculareа diodelor. Dioda care se află însă la intersecţia a două coordonate pe care s-au trimis semnale basculează în starea *1* şi memorează informaţia *1* (fig. 24). Citirea se face în mod asemănător, prin semnale negative. Diodele care aveau informaţie memorată (se aflau în starea *1*) basculează la citire în starea 0, dînd la ieşire un semnal negativ. Se observă că memorarea se pierde prin citire.

În principiu s-ar putea renunţa la utilizarea unor dispozitive semiconductoare la ieşire. În acest caz însă poate apărea la ieşire un semnal parazit de ordinul de mărime al semnalului util. Într-adevăr, cînd este citită dioda DT_{jk}, elementele de pe coordonatele j şi k sînt semiexcitate. O diodă semiexcitată dă la ieşire o tensiune $u_T \simeq 10$ mV cînd se găseşte în starea 0, şi o tensiune $u_D \simeq 40 - 50$ mV cînd se găseşte în starea *1*. Pentru o matrice pătrată

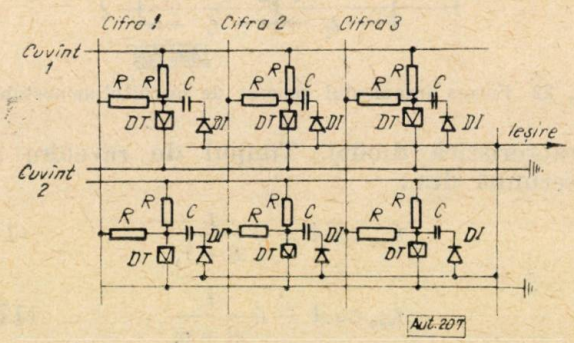


Fig. 23. Memorie cu diode tunel şi rezistenţe.

de n cuvinte, tensiunea maximă parazită care poate apărea la ieşire este :

$$u_{Mp} = (2n - 2)\, u_D. \qquad (18)$$

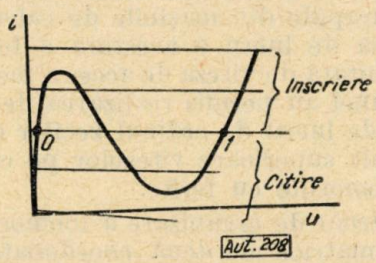


Fig. 24. Caracteristica funcţionării elementului de memorie.

Prin metode de compensare (celule cu ieşire prin transformator) această tensiune poate fi redusă la mai puţin de jumătate :

$$u_{Mpc} = (n - 1)\,(u_D - u_T). \qquad (19)$$

Tensiunea parazită rămîne totuşi mare ; pentru $n = 8$ se obţine $u_{Mpc} = 210$ mV, comparativ cu 400 mV cît este semnalul util.

Prin introducerea la ieşirea fiecărui element a unei diode inverse sau chiar a unei diode redresoare polarizate se limitează în mod substanţial semnalele parazite. Astfel, pentru o matrice de 4 × 4 s-au obţinut rapoarte semnal

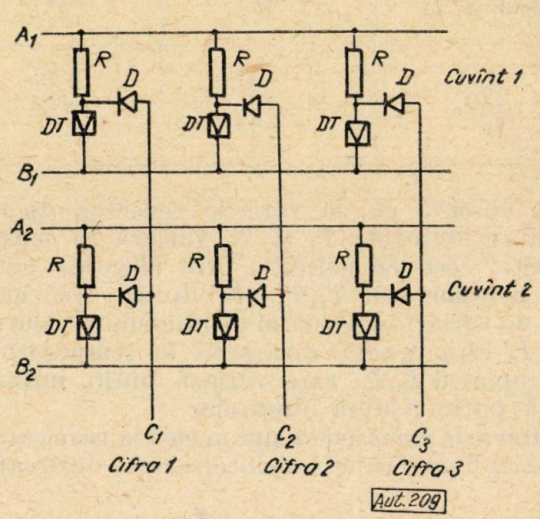


Fig. 25. Memorie cu citire nedistructivă cu diode tunel şi porţi.

util/semnal parazit de 5 fără diode limitatoare, şi de 50 cu diode limitatoare.

În figura 25 este reprezentată o parte dintr-o matrice de memorie cu citire nedistructivă

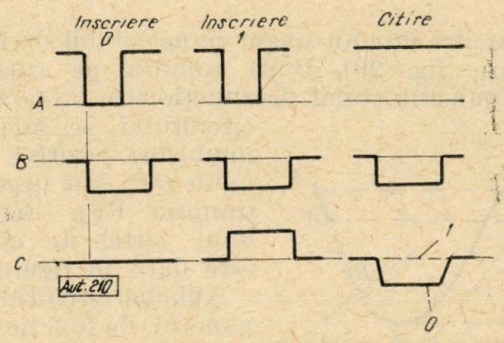


Fig. 26. Formele de semnal la memoria cu citire nedistructivă.

[19]. Forma semnalelor de lucru este reprezentată în figura 26. Înaintea înscrierii, elementul este adus în zero prin tăierea alimentării A. Elementul care primeşte semnal pe ambele coordonate B şi C memorează o informaţie. Citirea unui cuvînt se face în paralel prin aplicarea unui impuls de citire pe linia B respectivă. La ieşire C, pe fiecare cifră apare un semnal negativ dacă n-a fost memorată informaţia (dioda DT în starea 0, dioda D deschisă), şi nu apare nici un semnal dacă a fost memorată informaţia (dioda DT în starea *1*, dioda D blocată). Pe baza acestei scheme a fost realizată o memorie de 16 × 17 cifre cu o frecvenţă de lucru de 5 MHz.

BIBLIOGRAFIE

[1] Scarr, R. W. A. *The tunnel diode, a new significant semiconductor device.* In : Brit. Commun. and Electronics, **7**, nr. 4, apr. 1960, p. 254—258.

[2] Chow, W. F. *Tunnel diode digital circuitry.* In : IRE Transactions on Electronic Computers, EC—**9**, nr.3, sept 1960, p. 295—301.

[3] Goto, E. *Esaki diode high speed logical circuits.* In : IRE Transactions on Electronic Computers, EC-**9**, nr. 1, ian 1960, p. 25—30.

[4] Chow, W. F. *Tunnel diode logic circuits.* In : Electronics, **33**, nr. 26, 24 iun 1960, p. 103—107.

[5] Bergman, R. H. *Tunnel diode logic circuits.* In : IRE Transactions on Electronic Computers, EC—**9**, nr. 4, dec 1960, p. 430—438.

[6] Smith, G. B. *Tunel diode generates rectangular pulses.* In : Electronics, **33** (1960) nr. 48, p. 124—126.

[7] Todd, C. D. *A tunnel diode monostable multivibrator.* In : Semiconductor Products, **3**, nr. 12, dec 1960, 27—29.

[8] Gottlieb, E., Sylvan, T. P. *Tunnel diodes as amplifiers and switches.* Static relays for electronic circuits. New-Jersey, 1961.

[9] Sims, R. C., Beek, E. R., Kamm, V. C. *A susvey of tunnel diode digital techniques.* In : Proc. IRE, **49**, nr. 1, ian 1961, p. 136—145.

[10] Rhode, U. L,. Thaler, N. J. *Die Anwendung von Tunnel Dioden in der Impulstechnik.* In : Electronik, **10**, nr. 2, feb 1961, p. 33—38.

[11] Dalley, J. E. *Tunnel diode square wave generator.* In : Electronic Design, **9**, nr. 9, 26 apr 1961, p. 36—41.

[12] Todd, C. D. *Tunnel diode applications.* In : Electrical Engineering, **80**, nr. 4, apr 1961, p. 265—270.

[13] Herzog, G. B. *Utilisation de la diode tunnel-comme élément de calcul à vitesse extrêmement élevée.* In : L'Onde électrique, **41**, nr. 409, apr 1961, p. 370—381.

[14] Hanoch, S. *Tunnel diode binary counter circuit.* In : Proc. IRE, **49**, nr. 6, iun 1961, p. 1092.

[15] Heiman, F, P. *100 Mc tunnel diode ring counter.* In : Proc. IRE **49**, nr. 7, iul 1961, p. 1215—1216.

[16] Harrison, W. V., Foote, R. S. *Tunnel diode increase digital circuit switching speed.* In : Electronics, **34**, nr. 37, 1960, p. 156—157.

[17] Watters, R. L. *Tunnel diodes control quartz crystal chronometer.* In : Electronics, **34**, nr. 39, 1961, p. 129—130.

[18] Lacour, M. J. *Circuits impulsionels fondamentaux à diodes tunnel.* In : L'Onde Électrique, **41**, nr. 414, sept 1961, p. 745—746.

[19] Takahaski, S., Iskii, O. *High speed memory uses tunnel diodes circuit.* In : Electronics, **34**, nr. 41, 20 oct 1961, p. 66—68.

[20] Kononov, B. N., Sidorov, A, C. *Tunelnie diodi i ih primenenie v trigherah.* In: Poluprovodnikovie priborî i ih primenenie. Vip. 7. Moscova, 1961, p. 341—356.

[21] x x x *Tunelnîie diodi.* Moscova, 1961.

[22] Haussman, G. *Anwendungen der Tunneldiode.* In : Electronische Rundschau, **16**, nr. 1, ian 1962, p. 7—12.

[23] Alexander, L., Scarr, R. W. *Tunnel devices as switching elements.* In : Journ. Brit. IRE **23**, nr. 3, mart 1962, p. 177—192.

[24] Kantor, F. W. *Tunnel diode has subnanosecond rise time.* In : Electronics, **35**, nr. 15, 1962, p. 62—64.

[25] Houldini, J. E., Whitney, R. A. *The tunnel diode as a relaxation oscillator.* In : Electronic Engineering **34**, nr. 414, aug 1962, p. 552—553.

[26] Kononov, B. N., Orlinovski, A. A. *Primenenie tunnelnîh diodov v bistrodeistvuiuscih ustroistvah hranenia informații.* Izv. Vuzov. S.S.S.R. Radiotehnika, **6**, nr. 1, ian 1963, p. 33—34.

[27] Thomson P. M. *Tunnel diode computer store.* In : Industrial Electronics, nr. 3, mart 1963, p. 303—304.

[28] Merrett, J. *A simple tunnel diode relaxation oscillator.* In : Electronic Engeneering, **35**, 421, mart 1963, p. 156—159.

[29] Gosling, W. *The tunnel diode transistor trigger.* In : Brit. Commun. and Electronics, **10**, nr. 4, apr 1963, p. 276—278.

[30] Judeinstein, A. *Utilisation des diodes tunnel dans les circuits de commutation électronique.* In : L'Onde Électrique, **43**, nr. 434, oct 1963, p. 1040—1054.

[31] Cooperman, M. *300 MHz tunnel diode logic circuits* .In : IRE Trans. Electr. Computers EC—**13**, feb 1964, p. 18—25.

[32] Heffner, P. *Tunnel diode multi recovers quickly.* In : Electronics, **37**, nr. 25, 21 sep 1964, p. 75—77.

[33] x x x *Tunelnîe diodi i ih primenenie v shemah perekliucenia i v ustroistvah SVC diapazona.* Moscova, 1965.

[34] Swany, M. N. S. *A high speed tunnel diode decade scaler.* In : Electronic Engineering, **37**, nr. 446, apr 1965, p. 225—229.

Ing. I. CSERVENY

Studiul stabilităţii sistemelor eşantionate cu ajutorul criteriului Mihailov-Leonhardt

Consideraţii generale. Stabilitatea în domeniul liniar

Cunoscînd schema-bloc a unui sistem eşantionat, funcţiile de transfer ale elementelor componente şi perioada de eşantionare, se pune problema studiului stabilităţii acestui sistem. Problema se poate prezenta sub două aspecte :

— verificarea stabilităţii unui sistem dat, dacă se cunosc constantele de timp şi constan-

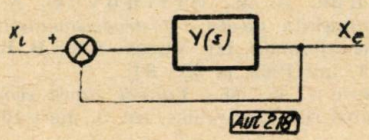


Fig. 1

tele de amplificare ale funcţiilor de transfer, precum şi perioada de eşantionare ;

— deducerea relaţiilor de dependenţă între perioada de eşantionare, constantele de timp şi cele de amplificare, corespunzînd limitei de stabilitate a sistemului eşantionat ; rezultă întotdeauna valoarea minimă sau maximă admisibilă a parametrului în raport cu care se studiază stabilitatea.

Pentru a vedea cum se poate extinde criteriul de stabilitate Mihailov-Leonhardt la sistemele eşantionate este necesar să se expună pe scurt criteriul, aşa cum se aplică la sistemele liniare.

Se consideră un sistem liniar în circuit închis (fig. 1). Funcţia de transfer în circuit închis este :

$$Y_0(s) = \frac{X_e(s)}{X_i(s)} = \frac{Y(s)}{1 + Y(s)}. \qquad (1)$$

Ecuaţia caracteristică este numitorul funcţiei de transfer, care se prezintă în general sub forma :

$$S(s) = 1 + Y(s) = a_n \cdot s^n + a_{n-1} \cdot s^{n-1} + \\ + \ldots + a_0 = 0. \qquad (2)$$

Punînd în evidenţă rădăcinile $s_1, s_2 \ldots s_n$, ecuaţia caracteristică se scrie :

$$S(s) = a_n (s - s_1)(s - s_2) \ldots (s - s_n). \qquad (3)$$

Făcînd schimbarea de variabilă $s = j\omega$ pentru s variind între $-j\infty$ şi $+j\infty$, se obţine :

$$S(j\omega) = a_n (j\omega - s_1)(j\omega - s_2) \ldots (j\omega - s_n). \qquad (4)$$

În această expresie se pot pune în evidenţă modulul şi argumentul :

$$S(j\omega) = |S(j\omega)| \, arg\, S(j\omega) ; \qquad (5)$$

$$|S(j\omega)| = a_n \prod_{i=1}^{n} |j\omega - s_i| ; \qquad (5.1)$$

$$arg\, S(j\omega) = \sum_{i=1}^{n} arg\,(j\omega - s_i). \qquad (5.2)$$

Dacă din cele n rădăcini există n' rădăcini în semiplanul stîng şi n'' rădăcini în semiplanul drept, atunci variaţia totală a argumentului $\Delta arg\, S(j\omega)$, pentru ω variind între $-\infty$ şi $+\infty$, va fi :

$$\Delta\, arg\, S(j\omega) = (n' - n'')\,\pi = (n - 2n'')\,\pi. \qquad (6)$$

Condiţia generală de stabilitate impune ca ecuaţia caracteristică să nu aibă rădăcini în semiplanul drept, adică $n'' = 0$. Rezultă deci criteriul de stabilitate :

$$\Delta\, arg\, S(j\omega) = n\pi \text{ pentru } -\infty \leqslant \omega \leqslant +\infty. \qquad (7)$$

Este necesar să se construiască hodograful lui $S(j\omega)$ cînd ω variază de la $-\infty$ la $+\infty$ şi să se verifice dacă variaţia totală a argumentului este egală cu $n\pi$. Deoarece hodograful este simetric faţă de axa reală, este suficient să se construiască pentru $0 \leqslant \omega \leqslant +\infty$. Din această cauză, condiţia de stabilitate devine :

$$\Delta\, arg\, S(j\omega) = n\frac{\pi}{2} \text{ pentru } 0 \leqslant \omega \leqslant +\infty. \qquad (8)$$

Transformata omografică. Trecerea în domeniul eşantionat

Se consideră cazul cel mai simplu al unui sistem în circuit închis, eşantionat (fig. 2). Utilizînd transformata $z = e^{sT}$, în care T este

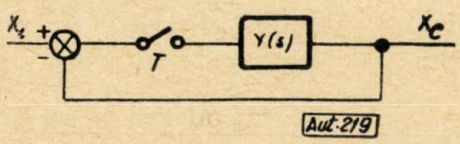


Fig. 2

perioada de eşantionare, funcţia de transfer a sistemului din figura 2 se scrie :

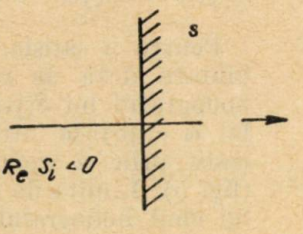
$$Y_0(z) = \frac{Y(z)}{1 + Y(z)}. \qquad (9)$$

Numitorul acestei funcţii este ecuaţia caracteristică a sistemului eşantionat :

$$S(z) = 1 + Y(z) = b_n \cdot z^n + b_{n-1} \cdot z^{n-1} + \\ + \ldots + b_0. \qquad (10)$$

Dacă în planul s se impune condiţia generală de stabilitate, şi anume ca rădăcinile s_i să aibă partea reală negativă, în planul z rezultă condiţia generală de stabilitate ca rădăcinile ecuaţiei caracteristice $S(z)$ să aibă modulul subunitar. Rădăcinile trebuie să se găsească în interiorul cercului de rază unitate (fig. 3 a şi 3 b).

Pentru a putea aplica criteriul Mihailov-Leonhardt la fel ca la sistemele liniare, este necesar să se transforme interiorul cercului de rază unitate şi cu centrul în origine, din planul z, în semiplanul stîng al unui plan care se bucură de aceleaşi proprietăţi ca şi planul s în care se studiază stabilitatea sistemelor liniare. Trecerea din planul z (fig. 3 b) în planul w (fig. 3 c) se face cu ajutorul unei transformante omografice. Funcţia omografică are forma :



$$z = \frac{aw + b}{cw + d} \qquad ab - bc \neq 0. \tag{11}$$

Coeficienţii a, b, c şi d sînt constante reale sau complexe.

Funcţia omografică transformă un cerc într-un cerc sau o dreaptă, şi transformă o dreaptă într-o dreaptă sau un cerc. Transformările omografice se bucură de proprietatea de a păstra simetria în raport cu o dreaptă sau în raport cu un cerc; de asemenea păstrează raportul anarmonic a patru puncte.

Pentru determinarea coeficienţilor se impun următoarele condiţii [1] :

— interiorul cercului de rază unitate, din planul z, să se transforme în semiplanul stîng din planul w;

— pentru ca funcţia să fie olomorfă, polul $w = -\frac{d}{c}$ nu trebuie să fie conţinut în domeniu;

deoarece se elimină semiplanul drept, rezultă că d şi c trebuie să aibă semne contrare;

— conform teoremei lui Riemann se pot alege două puncte de corespondenţă; se aleg punctele $z = 1 \rightarrow w = 0$ şi $z = 0 \rightarrow w = -1$.

Impunînd aceste condiţii în ecuaţia (11), rezultă transformata omografică căutată :

$$z = \frac{1 + w}{1 - w}. \tag{12}$$

Polul este $w = \pm 1$ (nu este conţinut în semiplanul căutat). Înlocuind pe z cu w în ecuaţia caracteristică, se poate aplica criteriul Mihailov-Leonhardt.

Obţinerea ecuaţiei caracteristice

Cunoscînd schema-bloc a sistemului eşantionat, este necesar în primul rînd să se calculeze ecuaţia caracteristică $S(z)$.

La sistemele eşantionate la intrare, se obţine întotdeauna o funcţie de transfer $Y_0(z)$ sub forma raportului a două polinoame :

$$Y_0(z) = \frac{R(z)}{S(z)}. \tag{13}$$

Polinomul de la numitor, $S,(z)$, este ecuaţia caracteristică căutată.

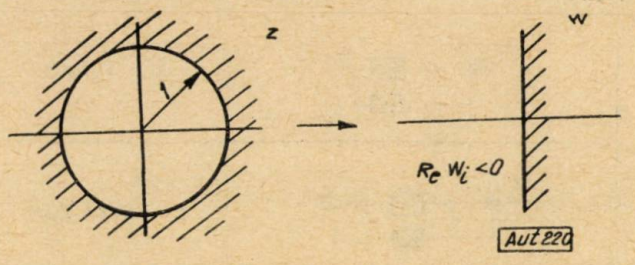


Fig. 3

La sistemele care nu sînt eşantionate la intrare, nu se poate explicita funcţia de transfer, deoarece este necesar ca în calculul mărimii de ieşire eşantionate $X_e(z)$ să se efectueze eşantionarea produsului dintre mărimea de intrare $X_i(s)$ şi funcţia de transfer $Y_1(s)$ a primului element de pe legătura directă (fig. 4).

Se obţine :

$$X_e(z) = \frac{X_i Y_1(z) \cdot R'(z)}{S(z)}. \tag{14}$$

Numitorul acestei expresii este ecuaţia caracteristică căutată. În tabela 1 sînt indicate expresiile ecuaţiilor caracteristice ale unor sisteme eşantionate uzuale.

Ecuaţia caracteristică a sistemului eşantionat este :

$$S(z) = b_n \cdot z^n + b_{n-1} \cdot z^{n-1} + \ldots + b_0 = 0. \tag{10}$$

Făcînd schimbarea de variabilă dată de transformata omografică, se obţine :

$$S(w) = b_n \left(\frac{1 + w}{1 - w}\right)^n + b_{n-1} \left(\frac{1 + w}{1 - w}\right)^{n-1} + \ldots + b_0 = 0. \tag{15}$$

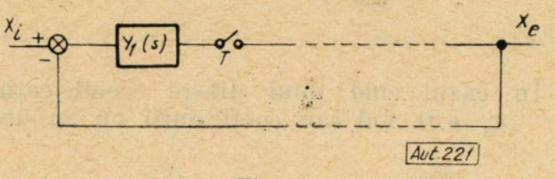


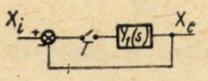
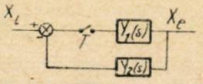
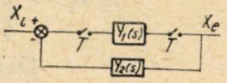
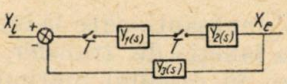
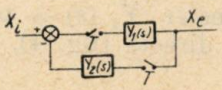
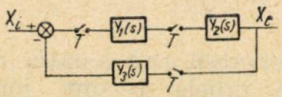
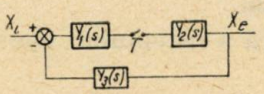
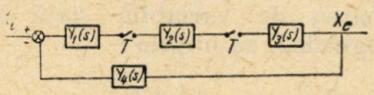
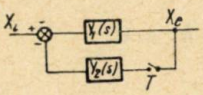
Fig. 4

Ordonînd după puterile lui w, se obţine o ecuaţie de forma :

$$S(w) = c_n \cdot w^n + c_{n-1} \cdot w^{n-1} + \ldots + c_0 = 0. \tag{16}$$

Această ecuaţie serveşte la studiul stabilităţii sistemului eşantionat.

Tabela 1

Schema-bloc a sistemului eşantionat	$S(z)$
	$1 + Y_1(z)$
	$1 + Y_1 Y_2(z)$
	$1 + Y_1(z) . Y_2(z)$
	$1 + Y_1(z) \cdot Y_2 Y_3(z)$
	$1 + Y_1(z) \cdot Y_2(z)$
	$1 + Y_1(z) \cdot Y_2(z) \cdot Y_3(z)$
	$1 + Y_1 Y_2 Y_3(z)$
	$1 + Y_1 Y_3\ Y_4(z) \cdot Y_2(z)$
	$1 + Y_1 Y_2\ (z)$

În cazul cînd unul dintre coeficienţii c_0, $c_1 \ldots c_n$ este nul sau coeficienţii nu au acelaşi semn, sistemul eşantionat este instabil. Continuarea calculului pentru determinarea limitei de stabilitate nu mai are sens.

Aplicarea criteriului de stabilitate pe cale grafică

În ecuaţia (16) se înlocuieşte w cu $j\omega$, rezultînd :

$$S(j\omega) = c_n(j\omega)^n + c_{n-1}(j\omega)^{n-1} + \ldots + c_0. \quad (17)$$

Pentru a satisface condiţia generală de stabilitate dată de relaţia (8), este necesar ca hodograful lui $S(j\omega)$, trasat pentru valori ale lui ω cuprinse între 0 şi $+\infty$, să treacă succesiv prin n cadrane, în sens trigonometric (fig. 5). Limita de stabilitate corespunde cazului cînd hodograful trece prin origine (fig. 6).

Aplicarea criteriului de stabilitate pe cale analitică. Determinarea limitei de stabilitate

Cunoscînd expresia lui $S(j\omega)$, se separă partea reală de cea imaginară :

$$S(j\omega) = M(\omega) + jN(\omega), \quad (18)$$

în care :

$$M(\omega) = c_0 - c_2\omega^2 + c_4\omega^4 + \ldots; \quad (19)$$

$$N(\omega) = c_1\omega - c_3\omega^3 + c_5\omega^5 + \ldots \quad (20)$$

Pentru ca sistemul să fie stabil este necesar să se satisfacă următoarele condiţii :

a) $M(\omega)$ pentru $\omega = 0$ să fie pozitiv :

$$M(0) = c_0 > 0;$$

b) derivata lui $N(\omega)$ în raport cu ω, pentru $\omega = 0$ să fie pozitivă :

$$N'(\omega) = \frac{dN(\omega)}{d\omega} = c_1 - 3c_3\omega^2 + 5c_5\omega^4 \ldots;$$

$$N'(0) = c_1 > 0;$$

c) ecuaţiile $M(\omega) = 0$ şi $N(\omega) = 0$ trebuie să aibă toate rădăcinile reale şi alternate (fig. 7 a şi 7 b).

Deoarece $M(\omega)$ este o funcţie pară de ω, cercetarea succesiunii se face numai pentru

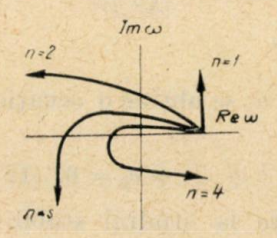


Fig. 5

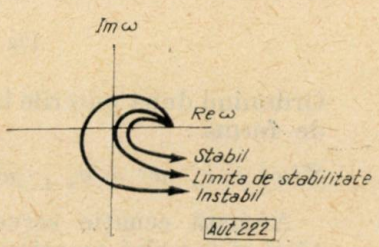


Fig. 6

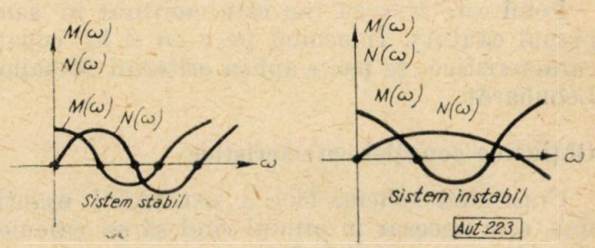


Fig. 7

rădăcinile pozitive. Limita de stabilitate corespunde cazului cînd ecuaţiile $M(\omega) = 0$ şi $N(\omega) = 0$ au rădăcini comune (fig. 8). Se observă că impunerea condiţiilor de limită de stabili-

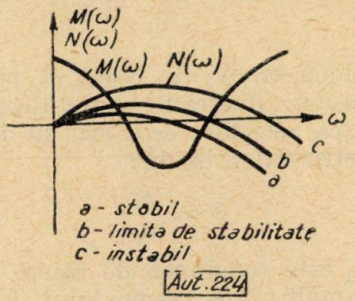


Fig. 8

tate în metoda analitică corespunde cazului cînd hodograful lui $S(j\omega)$, din metoda grafică, trece prin origine.

Aplicaţie. Determinarea condiţiilor limită de stabilitate pentru ecuaţia caracteristică de ordinul 3

Ecuaţia caracteristică este :

$$S(z) = b_3 \cdot z^3 + b_2 \cdot z^2 + b_1 \cdot z + b_0 = 0. \qquad (21)$$

Se aplică transformata omografică :

$$S(w) = b_3 \left(\frac{1+w}{1-w}\right)^3 + b_2 \left(\frac{1+w}{1-w}\right)^2 + b_1 \left(\frac{1+w}{1-w}\right) + b_0 = 0. \qquad (22)$$

Ordonînd termenii după puterile lui w se obţine :

$$S(w) = c_3 w^3 + c_2 \cdot w^2 + c_1 \cdot w + c_0, \qquad (23)$$

în care :

$$c_3 = b_3 - b_2 + b_1 - b_0;$$
$$c_2 = 3b_3 - b_2 - b_1 + 3b_0;$$
$$c_1 = 3b_3 + b_2 - b_1 - 3b_0;$$
$$c_0 = b_3 + b_2 + b_1 + b_0.$$

În continuare se înlocuieşte w cu $j\omega$:

$$S(j\omega) = c_3(j\omega)^3 + c_2(j\omega)^2 + c_1(j\omega) + c_0 = M(\omega) + jN(\omega); \qquad (24)$$
$$M(\omega) = c_0 - c_2\omega^2;$$
$$N(\omega) = c_1\omega - c_3\omega^3.$$

Rădăcinile lui $M(\omega)$ sînt : $\omega = \pm\sqrt{\frac{c_0}{c_2}}$.

Rădăcinile lui $N(\omega)$ sînt : $\omega = \pm\sqrt{\frac{c_1}{c_3}}$.

Luînd numai rădăcinile pozitive, rezultă că există o rădăcină comună dacă se impune condiţia :

$$\omega_{cr} = \sqrt{\frac{c_0}{c_2}} = \sqrt{\frac{c_1}{c_3}}, \qquad (25)$$

unde :

ω_{cr} este pulsaţia critică pentru care hodograful lui $S(j\omega)$ trece prin origine.

Din condiţia (25) rezultă :

$$c_0 \cdot c_3 = c_1 \cdot c_2.$$

Trecînd la coeficienţii ecuaţiei caracteristice a sistemului eşantionat, condiţia limită devine :

$$(b_3 + b_2 + b_1 + b_0)(b_3 - b_2 + b_1 - b_0) = (3b_3 - b_2 - b_1 + 3b_0)(3b_3 + b_2 - b_1 - 3b_0).$$

Efectuînd calculele, rezultă definitiv :

$$b_3(b_3 - b_1) - b_0(b_0 - b_2) = 0. \qquad (26)$$

Concluzii

Din cele expuse rezultă că utilizarea transformatei omografice este indicată pentru extinderea criteriului de stabilitate Mihailov-Leonhardt de la sistemele liniare la sistemele eşantionate. Acest criteriu prezintă avantajul de a avea un volum de calcul mai restrîns decît criteriile algebrice.

Un alt avantaj al criteriului Mihailov-Leonhardt este faptul că se poate aplica la toate sistemele eşantionate, indiferent de structura lor, spre deosebire de criteriul Nyquist care se poate aplica numai la sistemele la care se poate explicita funcţia de transfer eşantionată, adică la sistemele eşantionate la intrare.

BIBLIOGRAFIE

[1] Şabac, I. Gh. *Matematici speciale*, vol. 2. Bucureşti, Ed. didactică şi pedagogică, 1965.
[2] Ţîpkin, I. Z. *Teroriia lineinîh impulsnîh sistem.* Moscova, 1963.
[3] Jury, E. I. *Sampled-data control systems.* New York, Wiley.

Ing. I. PONNER

Studiul teoretic şi experimental a două relee electronice pentru sesizarea lipsei semnalelor alternative

În multe aplicaţii este necesară utilizarea unor circuite care să pună în evidenţă lipsa semnalelor alternative sinusoidale. Pentru aceasta se pot utiliza releele electronice din figurile 1 şi 6, care se atacă fie direct cu semnalul de comandă, fie, la nevoie, după o amplificare prealabilă a acestuia.

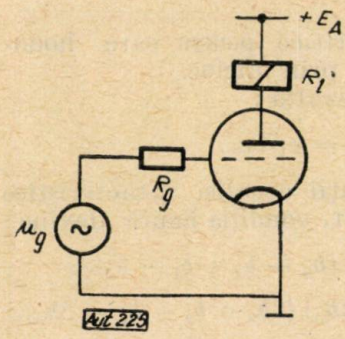


Fig. 1

Releu electronic cu limitare pe grilă. Schema acestui releu este reprezentată în figura 1. În lipsa semnalului, punctul de funcţionare se găseşte pe caracteristica statică a tubului corespunzător lui $u_G = 0$; componenta medie a curentului este suficient de mare pentru anclanşarea releului electromagnetic din circuitul anodic.

În prezenţa semnalului, punctul de funcţionare se deplasează pe dreapta de sarcină.

Din cauza limitării care se produce în circuitul de grilă, în timpul alternanţelor pozitive, numai deplasarea corespunzătoare alternanţelor negative este semnificativă. În funcţie de mărimea semnalului pot apărea două moduri de funcţionare posibile : pentru semnalele mici, regimul de circulaţie al curentului anodic este

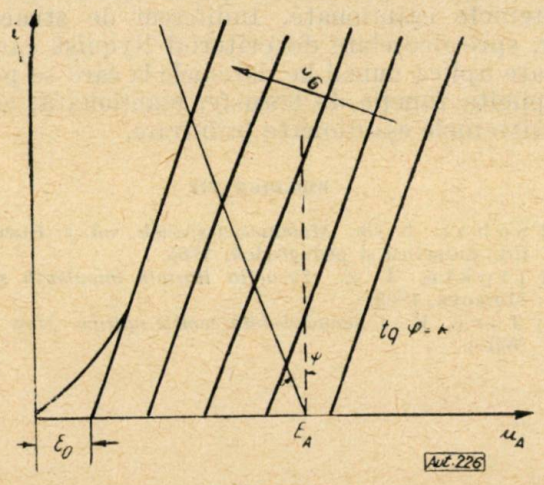


Fig. 2

continuu; pentru semnalele mari, curentul anodic se întrerupe în timpul alternanţelor negative, regimul de circulaţie este întrerupt.

În vederea unei tratări unitare a problemei, cu posibilităţi de comparare a rezultatelor pentru cele două tipuri de relee, şi pentru a se putea construi diagrame generalizate pentru sensibilitatea releelor, este util să introducem un parametru β definit de :

$$\beta = \frac{E_t}{U_g}, \tag{1}$$

în care E_t este tensiunea de tăiere a tubului, iar U_g — amplitudinea semnalului de comandă.

Regim de circulaţie continuu. Idealizînd caracteristicile tubului cu o familie de drepte echidistante, dintre care cea corespunzătoare lui $u_G = 0$ intersectează axa tensiunii anodice la abscisa $u_A = \varepsilon_0$ (fig. 2), pentru curentul anodic se găseşte :

$$i_A = \frac{E_A - \varepsilon_0 + \mu u_G}{R + R_i}, \tag{2}$$

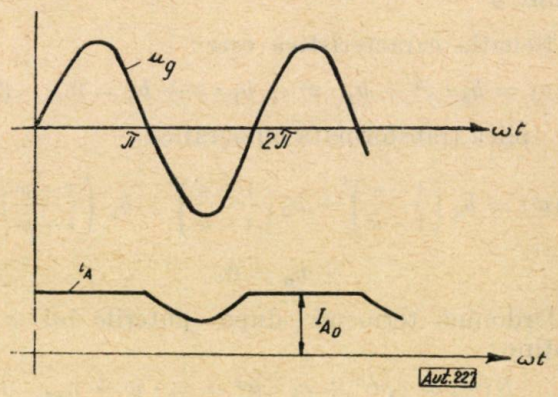


Fig. 3

din care rezultă tensiunea de grilă de tăiere a tubului :

$$|E_t| = \frac{E - \varepsilon_0}{\mu}. \tag{3}$$

Acest regim de circulaţie continuu al curentului anodic apare pentru $\beta \geqslant 1$.

În lipsa semnalului, componenta medie a curentului anodic este :

$$I_{A0} = \frac{E_A - \varepsilon_0}{R + R_i}. \tag{4}$$

În prezenţa semnalului avem situaţia arătată în figura 3. Valoarea medie a curentului anodic este în acest caz :

$$I_A = \frac{E_A - \varepsilon_0}{R + R_i} - \frac{1}{2\pi}\int_{\pi}^{2\pi} i_A \mathrm{d}(\omega t) =$$

$$= \frac{E_A - \varepsilon_0}{R + R_i} - \frac{1}{2\pi}\int_{\pi}^{2\pi} \frac{E_A - \varepsilon_0 + \mu U_g \sin \omega t}{R + R_i}\, d(\omega t) =$$

$$= \frac{E_A - \varepsilon_0}{R + R_i}\left[1 - \frac{1}{\pi\beta}\right]. \tag{5}$$

Sensibilitatea etajului se poate caracteriza prin raportul componentelor medii ale curentului anodic în lipsa şi în prezenţa semnalului, şi are valoarea :

$$S = \frac{I_{A0}}{I_A} = \frac{1}{1 - \frac{1}{\pi\beta}}. \qquad (6)$$

Regim de circulaţie întrerupt. Acest regim apare pentru $0 < \beta < 1$ şi avem situaţia arătată în figura 4.

Componenta medie a curentului anodic în prezenţa semnalului este :

$$I_A = \frac{1}{\pi}\int_{-\theta}^{0} \frac{E_A - \varepsilon_0 + \mu U_g \sin \omega t}{R + R_i} d(\omega t) + \frac{1}{2\pi}\int_{\pi}^{2\pi} \frac{E_A - \varepsilon_0}{R + R_i} d(\omega t) =$$

$$= \frac{1}{\pi(R + R_i)} [(E_A - \varepsilon_0)\theta + \mu U_g(\cos\theta - 1)] + \frac{1}{2} \cdot \frac{E_A - \varepsilon_0}{R + R_i}. \qquad (7)$$

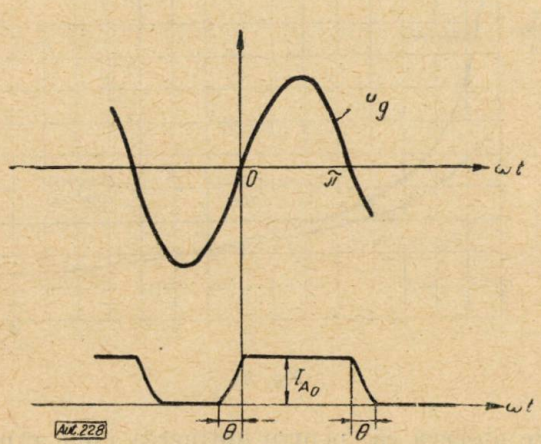


Fig. 4

Unghiul θ este definit de :

$$\sin\theta = \frac{E_A - \varepsilon_0}{\mu U_g} = \frac{E_t}{U_g} = \beta. \qquad (8)$$

Raportul componentelor medii ale curentului anodic în lipsa şi în prezenţa semnalului este :

$$S = \frac{I_{A0}}{I_A} = \frac{1}{\frac{1}{2} + \frac{1}{\pi}\left(\theta - \frac{1 - \cos\theta}{\sin\theta}\right)}. \qquad (9)$$

Pentru $\theta = 0$, mărimea $\frac{1 - \cos\theta}{\sin\theta}$ este o nedeterminare de forma $\frac{0}{0}$. Ridicînd nedeterminarea, se găseşte :

$$\lim_{\theta\to 0} \frac{I_{A0}}{I_A} = \lim_{\theta\to 0} \frac{1}{\frac{1}{2} + \frac{1}{\pi}\left(\theta - \frac{1 - \cos\theta}{\sin\theta}\right)} = \lim_{\theta\to 0} \frac{1}{\frac{1}{2} - \frac{1}{\pi}\operatorname{tg}\theta} = 2, \qquad (10)$$

care totodată reprezintă valoarea maxim posibilă a acestui raport.

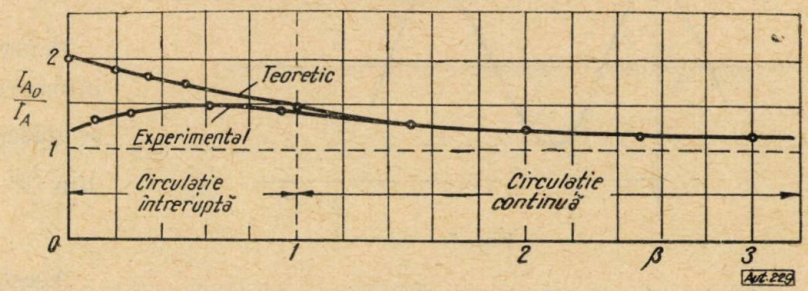


Fig. 5

Din relaţia (8) se vede că, pentru a se obţine valori cît mai mari ale raportului $\frac{I_{A0}}{I_A}$, trebuie utilizat un tub cu μ mare, alimentat cu o tensiune anodică mică şi atacat cu un semnal mare.

În figura 5 este reprezentată diagrama generalizată a raportului $S = \frac{I_{A0}}{I_A}$ în funcţie de parametrul β, valabilă pentru amîndouă regimuri de circulaţie ale curentului anodic.

Releu electronic cu grup de detecţie în circuitul de grilă. În figura 6 s-a considerat cazul în care, în circuitul de grilă, este un grup de detecţie R_gC_g serie. Relaţiile care se deduc sînt însă valabile şi pentru un detector cu un grup R_gC_g derivaţie. Singura diferenţă care apare este

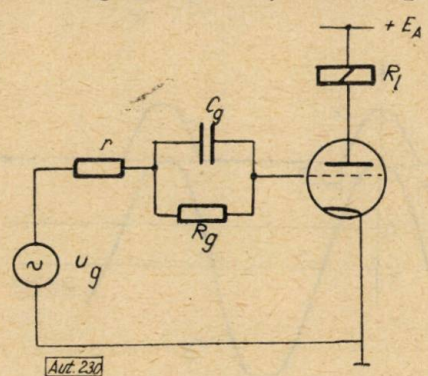


Fig. 6

faptul că detectorul cu grup R_gC_g derivaţie prezintă, în spre sursa de semnal, o impedanţă mai scăzută $\left(R_i = \frac{R_g}{3}\right)$ decît cel serie $\left(R_i = \frac{R_g}{2}\right)$.

Pentru valori ale raportului $\frac{R_g}{r} \geqslant 500$ se poate considera că, în timpul alternanţelor po-

zitive, condensatorul se încarcă la valoarea de vîrf a tensiunii alternative : $U_c \cong U_g$.

Ca şi în cazul precedent şi aici admitem caracteristicile anodice idealizate ale tubului, reprezentate în figura 2.

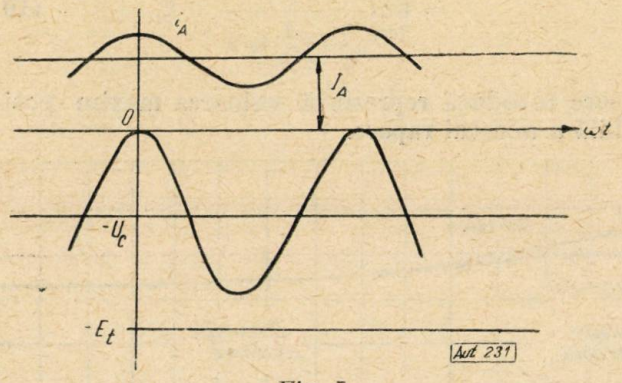


Fig. 7

Regim de circulaţie continuu. Acest regim apare pentru $\beta \geqslant 2$. Mărimile de funcţionare alternative sînt reprezentate în figura 7.

În lipsă de semnal, componenta medie a curentului anodic este dată tot de relaţia (4).

În prezenţa semnalului, componenta medie a curentului anodic este :

$$I_A \cong \frac{1}{2\pi}\int_0^{2\pi} \frac{E_A - \varepsilon_0 + \mu U_g(\cos \omega t - 1)}{R + R_i} = \\ = \frac{E_A - \varepsilon_0}{R + R_i}\left(1 - \frac{1}{\beta}\right). \qquad (11)$$

Raportul componentelor medii ale curentului anodic, în lipsa şi în prezenţa semnalului, este :

$$S = \frac{I_A}{I_{A0}} = \frac{1}{1 - \frac{1}{\beta}}. \qquad (12)$$

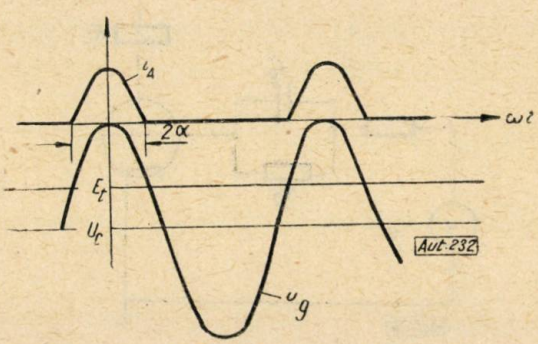


Fig. 8

Regim de circulaţie întrerupt. Această funcţionare apare pentru $0 < \beta < 2$. Curentul anodic se prezintă sub forma unor pulsuri (fig. 8), al căror semiunghi de deschidere este definit de :

$$\cos \alpha = \frac{\mu U_c + \varepsilon_0 - E_A}{\mu U_g} \cong 1 - \frac{E_A - \varepsilon_0}{\mu U_g} = 1 - \beta.$$

Valoarea medie a curentului anodic în acest caz este :

$$I_A \cong \frac{1}{\pi}\int_0^{\alpha} \frac{E_A - \varepsilon_0 + \mu U_g(\cos \omega t - 1)}{R_i + R} d(\omega t) = \\ = \frac{E_A - \varepsilon_0}{\pi(R_i + R)} \cdot \frac{\sin \alpha - \alpha \cos \alpha}{1 - \cos \alpha}. \qquad (14)$$

Raportul valorilor medii ale curentului anodic, în lipsa şi în prezenţa semnalului, este :

$$S = \frac{I_{A0}}{I_A} = \pi \frac{1 - \cos \alpha}{\sin \alpha - \cos \alpha}. \qquad (15)$$

Pentru $\alpha = 0$, acest raport este o nedeterminare de forma $\frac{0}{0}$. Ridicînd nedeterminarea, se găseşte :

$$\lim_{\alpha \to 0} \frac{I_{A0}}{I_A} = \lim_{\alpha \to 0} \pi \cdot \frac{1 - \cos \alpha}{\sin \alpha - \alpha \cos \alpha} = \lim_{\alpha \to 0} \frac{\pi}{\alpha} = \infty. \qquad (16)$$

Acestui raport ideal îi corespunde $\cos \alpha = 1$ sau :

$$\beta = \frac{E_A - \varepsilon_0}{\mu U_g} = 0. \qquad (17)$$

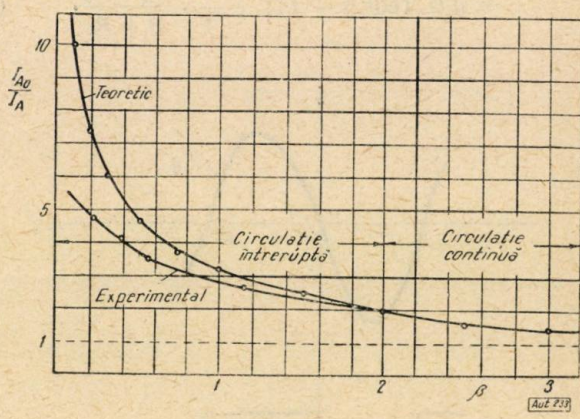


Fig. 9

Se observă că, pentru obţinerea unui raport $\frac{I_{A0}}{I_A}$ mare, trebuie îndeplinite aceleaşi condiţii ca şi în cazul precedent : E_A trebuie să fie redus, iar μ şi U_g trebuie să fie cît mai mari.

În figura 9 este reprezentată diagrama generalizată a raportului $S = \frac{I_{A0}}{I_A}$ în funcţie de parametrul β, corespunzător ambelor moduri de circulaţie ale sunetului anodic.

Verificări experimentale. Concluzii. Pentru experimentări, în ambele cazuri s-a folosit un tub ECC 83, la care s-a determinat experimental $\mu = 80$ şi $\varepsilon_0 = 30$ V. Tensiunea de alimentare anodică a fost $E_A = 250$ V, iar frecvenţa semnalului de comandă $f = 500$ Hz. În circuitul anodic a existat numai un instrument de măsură de 6 mA, avînd o rezistenţă internă $R = 10\,\Omega$. Rezistenţa de limitare, la releul din figura 1, a fost $R_g = 51\ \Omega$, iar elementele grupului de detecţie la montajul din figura 6 au fost $R_g =$

$= 1$ MΩ, $C_g = 0{,}5$ μF. Pe aceeaşi diagramă cu curbele teoretice sînt arătate şi curbele experimentale care s-au obţinut.

Se constată o apropiere destul de bună între curbele experimentale şi cele teoretice. Pe măsură ce valoarea lui β scade, lucru care a fost realizat prin creşterea amplitudinii semnalului, abaterile dintre cele două curbe devin din ce în ce mai mari. Creşterea abaterilor se datoreşte creşterii neliniarităţii tubului o dată cu mărirea semnalului. În cazul releului electronic cu limitare, pentru valori mici ale lui β se constată şi o modificare a alurii curbei experimentale faţă de cea teoretică, produsă de procesul de distribuţie a curentului spaţial între grilă şi anod, lucru care nu a fost luat în considerare la deducţia relaţiilor analitice.

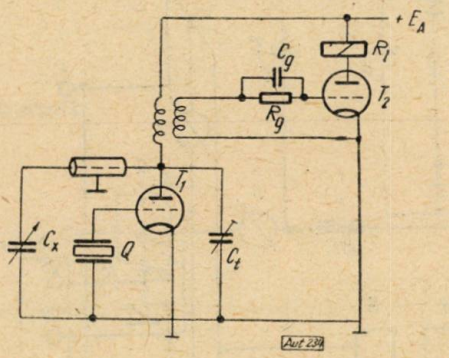


Fig. 10

Performanţele releului electronic de grup de detecţie fiind mult superioare faţă de cele ale releului cu limitare pe grilă, în toate cazurile este indicată utilizarea lui.

Printre altele, o aplicaţie a releului cu grup de detecţie în circuitul de grilă ar putea fi la releul electronic capacitiv din figura 10. Aici, utilizarea unui releu cu grup de detecţie în circuitul de grilă asigură nu numai o simplitate evidentă, dar şi performanţe îmbunătăţite faţă de schema indicată în literatura de specialitate [3]. Tubul T_1 funcţionează într-o schemă de oscilator cu cuarţ, lucrînd la acord critic, la care variaţii mici ale lui C_x sînt suficiente pentru scoaterea montajului din oscilaţii. La încetarea oscilaţiilor va creşte componenta medie a curentului anodic al tubului T_2, ceea ce determină anclanşarea releului electromagnetic *Rl*.

BIBLIOGRAFIE

[1] Cartianu, Gh. *Bazele radiotehnicii*, vol. 2. Bucureşti, Ed. didactică şi pedagogică, 1962.

[2] Tănăsescu, T. *Manual de tuburi şi circuite electronice*. Bucureşti, Ed. Academiei R.P.R., 1957.

[3] Baumont, J., Kiryluk, W. *Relai capacitif*. In: Electr. ind., nr. 38, 1960, p. 360.

Ing. AL. GLIGA şi ing. F. O. MANGIUREA

Sistemul de stabilizare a redresorului de 48 V-20 A fabricat de uzina „Electromagnetica"

Alimentarea centralelor telefonice automate trebuie făcută cu o tensiune stabilizată suficient de riguros pentru asigurarea unei funcţionări corecte a principalelor subansamble ale centralelor (relee electromagnetice, marchere, selectoare, căutătoare etc.).

În acest scop, la uzina „Electromagnetica" a fost conceput şi realizat redresorul stabilizat de 48 V — 20 A RS 70723. Schema de principiu a acestui tip de redresor este prezentată în figura 1.

Redresorul este alimentat de la reţeaua de curent alternativ trifazat 3 × 220/380 V, redresarea efectuîndu-se cu ajutorul unei punţi trifazate folosind plăci cu seleniu de 100 × 200 mm, fabricate la uzina „Electromagnetica". Stabilizarea se realizează printr-un circuit de reglare cu reacţie, variaţiile tensiunii continue de ieşire fiind prelucrate de un detector de eroare în sensul comparării lor cu o tensiune de referinţă, dată de un circuit stabilizator cu o diodă Zenner. Eroarea tensiunii de ieşire este amplificată cu ajutorul unui amplificator electronic şi transmisă transductorului care reglează tensiunea în primarul transformatorului trifazat, în sensul menţinerii în limite admisibile a tensiunii de ieşire.

Sistemul de stabilizare a redresorului de 48 V — 20 A. Schema funcţională a redresorului (partea de stabilizare) este prezentată în figura 2. Tensiunea de ieşire este introdusă în detectorul de eroare, unde este comparată cu tensiunea de referinţă. În circuitul direct, sistemul de stabilizare cuprinde: amplificatorul, transductorul, circuitul de reacţie al transductorului, transformatorul, coloanele de seleniu, circuitul de filtraj.

Pentru determinarea comportării sistemului de stabilizare se studiază răspunsul sistemului la variaţia în treaptă şi la variaţia în rampă a mărimii de intrare. Aceasta deoarece variaţia tensiunii reţelei se face lent (rampă), iar a curentului de sarcină se face brusc (treaptă). Pentru studiul comportării sistemului la variaţia acestor parametri se poate considera, conform teoremei superpoziţiei, că ei sînt constanţi, iar variaţiile lor pot fi asimilate cu perturbaţiile ce apar în elementele 2 şi 3 (figura 2), adică în transductor şi în transformator, coloane de seleniu, bobine de filtraj.

Detectorul de eroare. În figura 3 este prezentat detectorul de eroare. Tensiunea de referinţă, obţinută la bornele diodei stabilizatoare, este ajustată prin rezistenţele R_2 şi R_3 la valorile convenabile, în funcţie de tensiunea efectivă Zenner şi de tensiunea dorită la ieşire. Eroarea ε este filtrată cu ajutorul condensatorului C_1, care reduce efectul supărător al zgomotelor macroscopice de inducţie din circuitele de forţă.

Funcţia de transfer şi constanta de timp. Circuitul echivalent al traductorului este un sistem de ordinul I cu constanta de timp $T_1 = R_g \cdot C_1$.

Funcţia de transfer este :

$$H_1(p) = \frac{K_1}{1{,}5 + T_1 p}.$$

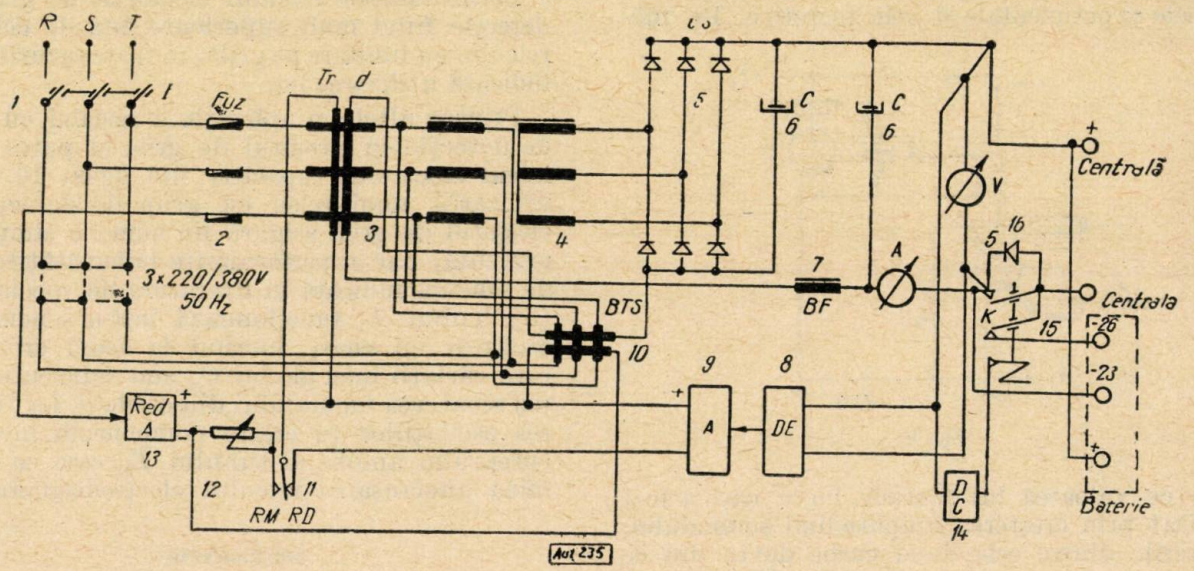


Fig. 1

Ecuaţia sistemului este :

$$T_1 \frac{d\varepsilon}{dt} + S = K_1 \Delta U,$$

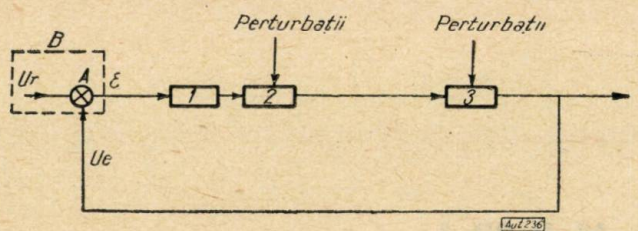


Fig. 2

unde ΔU reprezintă diferenţa dintre tensiunea de referinţă şi tensiunea proporţională cu tensiunea de ieşire la bornele rezistenţei R_s (U_{ek}).

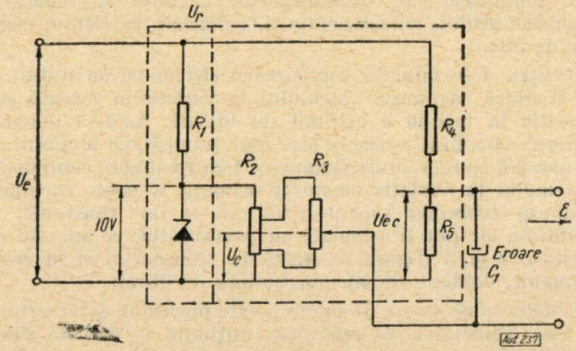


Fig. 3

K_1 este coeficientul de amplificare al transductorului în regim staţionar :

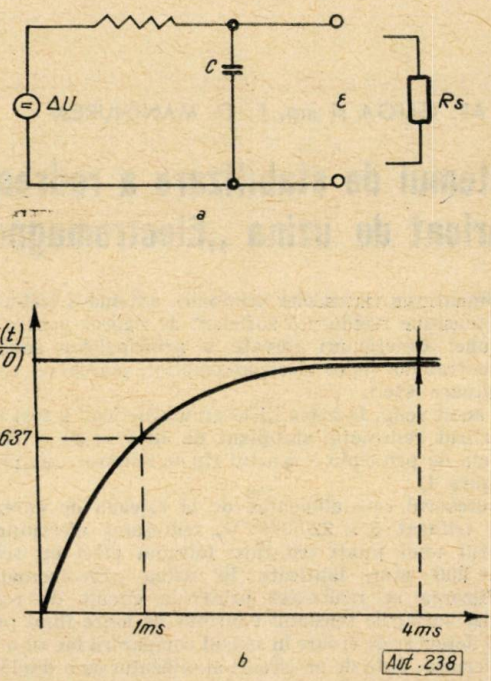
$$K_1 = \frac{\varepsilon}{\Delta U} = \frac{R_s}{R_s + R_g}.$$

În condiţiile schemei, unde $R_s = 1\ \text{k}\Omega$ şi $R_g = 1\ \text{k}\Omega$, rezultă $K_1 = 0{,}5$. Constanta de timp $T_1 = R_g \cdot C_1 = 1\,000 \times 10^{-6} = 1$ ms.

În acest caz, ecuaţia tensiunii la bornele condensatorului C_1 are următoarea expresie, în cazul variaţiei în treaptă a mărimii de intrare ΔU :

$$\varepsilon(t) = 0{,}5\,\Delta U_{max}\,(1 - e^{-10^3 t}).$$

Schema electrică a traductorului de eroare, precum şi răspunsul la variaţia în treaptă, sînt reprezentate în figura 4.



4

După cum se vede din curba de răspuns, timpul de răspuns la 2% este de circa 4 ms.

La variaţia în rampă a mărimii de intrare ΔU apare eroarea de viteză $BT_1 = 10^{-3} \cdot B$; rezultă că eroarea de viteză este mică la valori mici ale lui B, adică la variaţia lentă în

rampă a mărimii de intrare ΔU. În figura 5 este reprezentat răspunsul la variaţia în rampă a mărimii de intrare ΔU.

Amplificatorul este un amplificator de curent continuu transistorizat, cu trei etaje (fig. 6). Etajele de amplificare sînt realizate cu ajutorul transistoarelor EFT 323, EFT 131

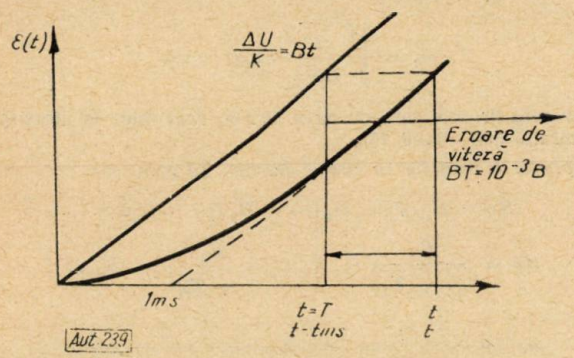


Fig. 5

şi SFT 240. Pentru liniarizarea caracteristicii de intrare — ieşire se folosesc rezistenţele R_3, R_8 şi R_{12} şi polarizările respective ale bazelor. Alimentarea amplificatorului se face din surse de tensiune constantă. Constanta de timp a am-

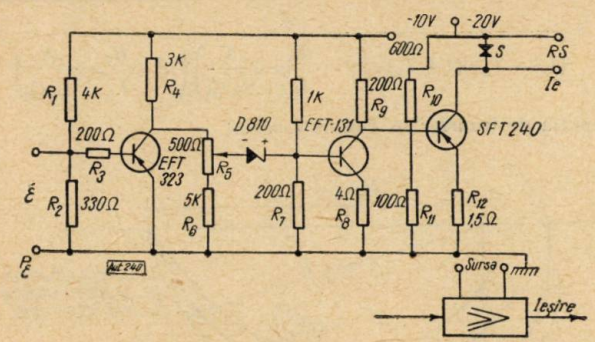


Fig. 6

plificatorului este de ordinul microsecundelor, putînd fi neglijată ($T = 10 - 20$ μs).

Funcţia de transfer este :

$$H_2^r(p) = \frac{L(E)}{L(\varepsilon)} = K_2,$$

unde K_2 este factorul de amplificare statică.

Etajul final al amplificatorului este prevăzut cu supapa de seleniu S, care protejează transistorul final de eventuale supratensiuni ce pot apărea în bobina de comandă a transductorului, la variaţia în rampă a mărimii de ieşire E.

Amplificatorul final (transductorul) este un amplificator magnetic trifazat care are ca sarcină transformatorul principal. El este prezentat în figura 7. Constructiv, transductorul se prezintă sub forma a şase circuite magnetice, cu înfăşurările de alternativ legate în serie, iar cele de comandă şi reacţie în opoziţie, pentru anularea tensiunii induse în aceste înfăşurări de către înfăşurarea de lucru.

Funcţia de transfer a transductorului (fără reacţie) este :

$$H_3(p) = \frac{K_3}{1 + T_3 p}.$$

Constanta de timp a înfăşurării de comandă este :

$$T_3 = \frac{L_{Trd}}{R_{Trd}},$$

unde :

$$L_{Trd} = 2H_0;$$
$$R_{Trd} = 20\ \Omega,$$

deci :

$$T_3 = \frac{2}{20} = 0{,}1\ \text{s}.$$

Constanta de timp a circuitului de reacţie este :

$$T_{3r} = \frac{L_{Trdr}}{R_{Trdr}} = \frac{10^{-3}}{0{,}02} = 0{,}05\ \text{s}.$$

Dacă se consideră înfăşurarea de reacţie ca o înfăşurare de comandă, se poate scrie funcţia de transfer a comenzii prin înfăşurarea de reacţie :

$$H_{3r}(p) = \frac{K_{3r}}{1 + T_{3r} p}.$$

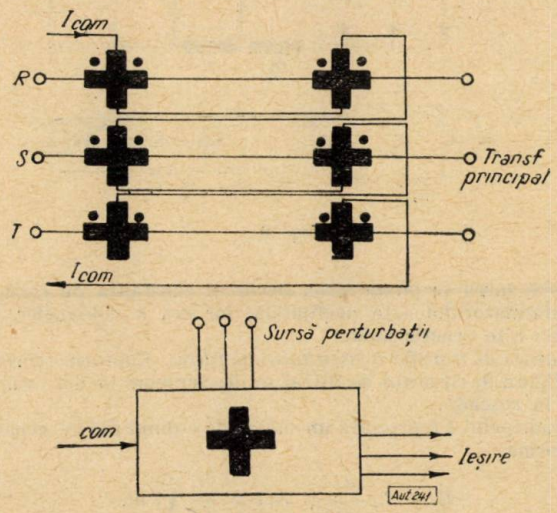


Fig. 7

Deoarece acest circuit de reacţie este un circuit serie (reacţie unitară de curent), constanta de timp nu duce la erori asupra tensiunii de ieşire, putîndu-se considera cu precizie suficientă că răspunsul tranzitoriu urmăreşte întocmai comanda. Acest circuit duce la micşorarea perturbaţiei, datorită sarcinii pînă la circa 8% din valoarea perturbaţiei în absenţa circui-

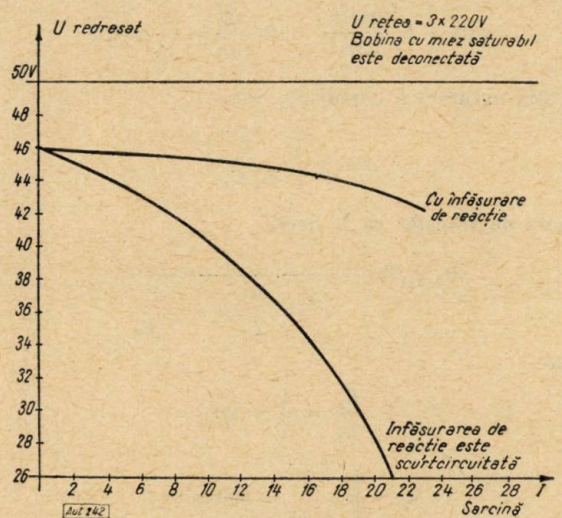


Fig. 8

tului de reacţie (rezultat experimental). Acest lucru se poate vedea în figura 8, unde s-a trasat curba curentului de sarcină în funcţie de tensiunea redresată, pentru trei cazuri distincte : 1) bobina cu miez saturabil deconectată, 2) cu înfăşurare de reacţie, şi 3) cu înfăşurarea de reacţie scurtcircuitată.

Elementul reglat. Elementul reglat este compus din transformator, coloane de seleniu şi circuit de filtraj.

Funcţia de transfer a transformatorului şi a coloanelor de seleniu este:

$$H_{4\cdot1}(p) = K_{4\cdot1}.$$

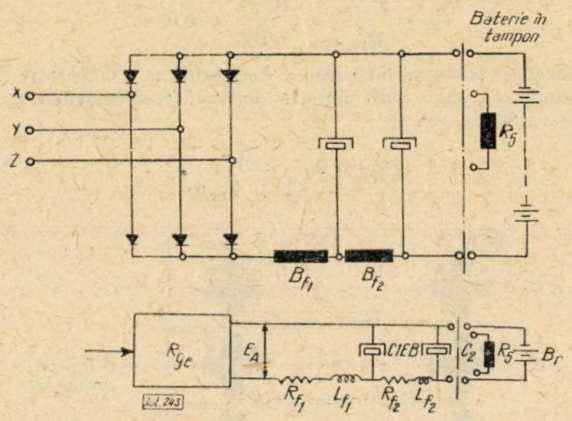


Fig. 9

Acest lucru se poate scrie, deoarece constanta de timp a transformatorului este neglijabilă, iar cea a coloanelor de seleniu este practic nulă.

Funcţia de transfer a circuitului de filtraj. Conform schemei din figura 9, circuitul de filtraj se descompune în doi cvadripoli în cascadă.

Cvadripolul I reprezintă un sistem de ordinul doi cu ecuaţia de forma:

$$E_i = L_1 \frac{d_i}{dt} + R_1 I + \frac{1}{C_1}\int I\,dt.$$

Dacă se fac notaţiile:

$$e(t) = E, \text{ mărimea de intrare;}$$

$$s(t) = \int I\,dt, \text{ mărimea de ieşire,}$$

ecuaţia devine:

$$e(t) = L_1 \frac{d^2 s(t)}{dt^2} + R_1 \frac{ds}{dt} + \frac{1}{C_1} s(t);$$

pulsaţia naturală a curentului este:

$$\omega_0 = \sqrt{\frac{1}{L_1 C_1}};$$

funcţia de transfer va fi deci:

$$H_{4\cdot2\cdot1}(p) = \frac{1}{p^2 + \frac{R_1}{L_1} p + \frac{1}{L_1 C_1}},$$

unde:

$$\frac{R_1}{L_1} = \frac{1}{T} = 20;$$

$$\omega_0 = \sqrt{\frac{1}{L_1 C_1}} = 600 \text{ rad/s};$$

frecvenţa proprie este de circa 100 Hz, o frecvenţă în afara benzii psofometrice (300—3400 Hz).

În mod analog pentru cvadripolul II se poate scrie:

$$H_{4\cdot2\cdot2}(p) = \frac{1}{p^2 + \frac{R_2}{L_2} p + \frac{1}{L_2 C_2}}.$$

În acest caz: $R_2 = 0{,}02\ \Omega$; $L_2 = 2 \times 10^{-3}\ H_g$; $C_2 = 7\,000\ \mu F$; rezultă:

$$\frac{R_1}{L_1} = \frac{1}{T_{4\cdot2\cdot2}} = 10, \text{ deci } T_{4\cdot2\cdot2} = 0{,}1 \text{ s.}$$

$$\omega_0 = \sqrt{\frac{1}{L_2 C_2}} = 320 \text{ rad/s.}$$

Frecvenţa proprie este de circa 50 Hz, deci mult în afara intervalului 300—3400 Hz.

Funcţia de transfer în circuit deschis. În acest caz:

$$Hp = H_1(p) \times H_2(p) \times H_3(p) \times H_4(p);$$

$$Hp = \frac{K_1}{1{,}5 + T_1 p} \times K_2 \times \frac{K_3}{1 + T_3 p} \times K_4 \times$$

$$\times \frac{1}{p^2 \times \frac{R_1}{L_1} p + \frac{1}{L_1 C_1}} \times \frac{1}{p^2 + \frac{R_2}{L_2} p + \frac{1}{L_2 C_2}}.$$

Dacă se consideră $K_1 \times K_2 \times K_3 \times K_4 = K$, coeficientul de amplificare în circuit deschis, rezultă:

$$H(p) = \frac{K}{(1{,}5 + T_1 p)(1 + T_3 p)\left(p^2 + \frac{R_1}{L_1} p + \frac{1}{L_1 C_1}\right)\left(p^2 + \frac{R_2}{L_2} p + \frac{1}{L_2 C_2}\right)},$$

funcţia de transfer în circuit deschis.

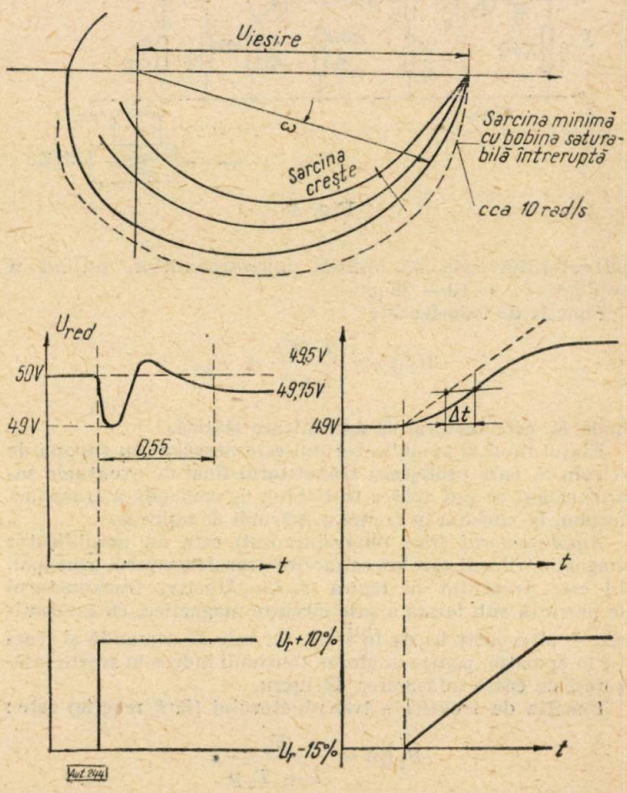


Fig. 10

Funcţia de transfer a sistemului. Considerînd circuitul cu reacţie unitară, rezultă funcţia de transfer a sistemului:

$$H_s(p) = \frac{H(p)}{1 + H(p)}.$$

Prin reprezentarea grafică în planul Nyquist (atenuare-fază) a acestei funcţii rezultă că sistemul este stabil şi nu prezintă zonă de intrare în oscilaţie (fig. 10). De asemenea,

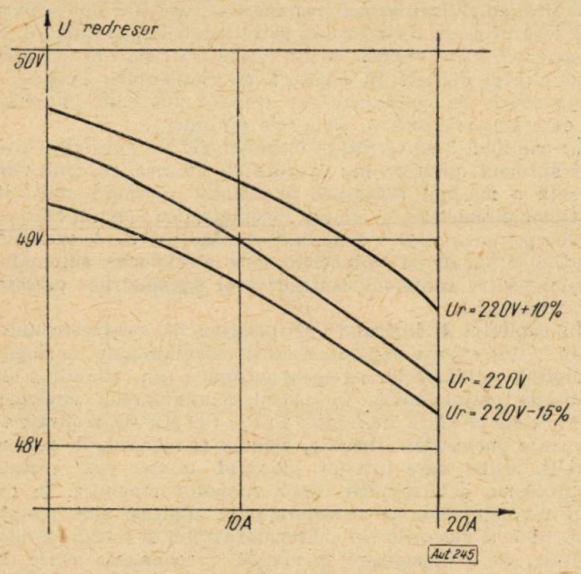


Fig. 11

în figura 10 este reprezentată şi comportarea sistemului la variaţii instantanee ale sarcinii şi la variaţia lentă a tensiunii de alimentare a reţelei. Tensiunea de referinţă are o variaţie lentă (în cazul modificării dorite din exterior a tensiunii de ieşire), aşa încît răspunsul sistemului la aceste variaţii este tot un răspuns la variaţia în rampă a mărimii de intrare. Tot în figura 10 se reprezintă caracteristicile de stabilizare a redresorului în cazul variaţiilor cvasistaţionare ale tensiunii reţelei de alimentare şi ale sarcinii. Din figura 11 rezultă tensiunea şi curentul redresat pentru tensiunea de alimentare nominală (220 V), minimă (— 15 %) şi maximă (+ 15 %).

Concluzii. Realizarea unor redresoare stabilizate duce la îmbunătăţirea funcţionării centralelor telefonice automate şi, în consecinţă, la micşorarea probabilităţii de eroare în comunicaţiile telefonice.

Sistemul de stabilizare realizat în uzina „Electromagnetica" se bazează pe folosirea materialelor şi a pieselor electrotehnice care se confecţionează în ţara noastră. Sistemul de stabilizare, folosind un amplificator electronic cu amplificare mare (de ordinul 200), realizează o mare sensibilitate în menţinerea tensiunii constante în limitele admisibile, cerute de echipamentul telefonic pe care îl deserveşte. Utilizarea transductorului cu reacţie în curent continuu face posibilă folosirea unui amplificator cu putere redusă, de aproximativ patru ori, faţă de situaţia cînd ar fi folosit un transductor fără reacţie. Utilizarea bobinei trifazate cu miez saturabil face posibilă stabilizarea, de la funcţionarea în gol la sarcină plină, pentru orice valori între 0 şi 20 A.

Redresoarele de 48 V — 20 A RS 70723 au dat deplină satisfacţie în exploatare; ele prezintă siguranţă în funcţionare, fiind la un nivel ridicat în special datorită folosirii raţionale a transistoarelor în schema electronică.

RECENZII

W. Oppelt. **Tehnica reglării automate.** Bucureşti, Ed. tehnică, 1965, 673 pag., 671 fig., 110 pl., 235 ref. bibl. Traducere din limba germană.

Traducerea lucrării lui W. Oppelt „Kleines Handbuch technischer Regelvorgänge", după ediţia a patra revăzută şi dezvoltată în lumina ultimelor realizări ale ştiinţei şi tehnicii în domeniul automaticii, reprezintă o iniţiativă bună a Editurii tehnice.

Lucrarea lui W. Oppelt, care în decurs de 10 ani a apărut în patru ediţii şi care a fost tradusă în numeroase ţări, şi-a cîştigat o apreciere unanimă din partea specialiştilor.

Cartea de faţă poate fi considerată ca o lucrare fundamentală pentru inginerii care lucrează în domeniul proiectării, construcţiei şi utilizării elementelor şi sistemelor automate.

Amplul material expus în lucrare este repartizat în 11 capitole al căror conţinut se va expune pe scurt în cele ce urmează.

Capitolul 1, intitulat „Introducere în domeniul reglării automate", cuprinde noţiunile generale asupra reglării automate, definindu-se reglarea automată, circuitele de reglare, schemele-bloc ale circuitelor de reglare, precum şi etapele care se parcurg la elaborarea unui sistem automat.

În capitolul 2 sînt prezentate metodele matematice clasice utilizate în analiza sistemelor automate liniare. În prezenta ediţie, analiza sistemelor automate utilizînd funcţia de transfer ocupă o pondere însemnată, ceea ce uşurează abordarea problemelor în capitolele următoare. Noţiunile matematice sînt redate pe baza unor exemple concrete electrice şi mecanice, ceea ce înlesneşte însuşirea corectă a instrumentului matematic necesar la tratarea problemelor de reglare automată.

Capitolul 3 este destinat studiului proceselor tehnologice (elemente automatizate) din punct de vedere al reglării automate. Sînt prezentate aici ecuaţiile şi caracteristicile pentru o serie de elemente automatizate, începînd cu exemplele simple, clasice, care se referă la reglarea temperaturii, debitului, nivelului etc., şi terminînd cu prezentarea unor procese complexe, cum ar fi reactoarele atomice, vehiculele spaţiale şi rutiere etc. Tot în cadrul acestui capitol se dau metode experimentale de determinare a funcţiilor de transfer. În ultima parte a capitolului sînt date caracteristicile logaritmice de frecvenţă pentru unele elemente tip ale circuitelor de reglare.

Capitolul 4 se ocupă cu studiul regulatoarelor. Întrucît autorul consideră regulatorul ca fiind format din regulatorul propriu-zis şi elementul de execuţie, aici sînt prezentate toate elementele ce formează dispozitivul de automatizare. După ce se prezintă funcţiile de transfer ale regulatoarelor tip şi caracteristicile principale ale lor, se studiază corecţia şi modul de realizare a acesteia la regulatoare.

Asupra acestei probleme se revine în capitolul 5. Se remarcă aici studiul detaliat al transmisiilor semnalelor prin regulatoarele cu acţiune continuă. Sînt studiate apoi caracteristicile principale ale elementelor ce intervin în compunerea regulatorului, cum ar fi elementele de însumare, elementele de înmulţire, amplificatoarele (mecanice, electromecanice, hidraulice, pneumatice, electrice, electronice) etc.

Se prezintă sumar şi cîteva consideraţii asupra elementelor de execuţie şi organelor de reglare.

Tot în cadrul acestui capitol se studiază şi unele metode de acordare a corecţiei amplificatoarelor şi regulatoarelor, iar într-un paragraf separat, traductoarele principale utilizate în tehnica reglării automate.

În ultima parte a capitolului, de altfel cel mai amplu capitol, se expun consideraţii asupra construcţiei regulatoarelor, precum şi numeroase exemple de utilizare a regulatoarelor la reglarea automată a proceselor tehnice.

În capitolul 5 se studiază circuitele de reglare, respectiv sistemele automate simple. Un loc important este destinat analizei stabilităţii sistemelor, precum şi determinării domeniilor de stabilitate pentru sisteme automate avînd diferite tipuri de instalaţii tehnologice. Se prezintă şi un amplu exemplu (numeric) de calcul (faza de anteproiect). În partea a doua a capitolului sînt expuse sistemele de urmărire, iar în încheiere se dau criterii de acordare optimă a proceselor de reglare.

În capitolul 6 sînt tratate sistemele de reglare automată cu mai multe circuite de reglare.

Analiza sistemelor automate neliniare face obiectul capitolului 7. În cadrul acestui capitol se face întîi o prezentare succintă a neliniarităţilor tip, simetrice, şi a caracteristicilor funcţionale ale elementelor şi sistemelor neliniare, după care se expun metodele uzuale de analiză pentru aceste sisteme.

În capitolul 8 sînt tratate sistemele automate discontinue.

În capitolul 9 sînt expuse sistemele de reglare numerice. După prezentarea modului de cuantificare şi modulaţii în cod de impulsuri, precum şi după unele consideraţii asupra codurilor, se studiază amplu elementele principale ale sistemelor numerice, cum ar fi elementele de comutaţie, de memorie, convertoare etc. Se prezintă de asemenea pe scurt schema de structură pentru un calculator cifric, precum şi cîteva exemple simple de utilizare a tehnicii calculului numeric la reglarea automată.

În capitolul 10 se prezintă dispozitivele de modelare şi unele aspecte ale tehnicii calculului analogic.

În ultimul capitol al lucrării se dau pe scurt noţiuni asupra sistemelor automate.

Urmează indicaţii bibliografice extrem de bogate (235 titluri de cărţi şi 42 titluri de reviste) şi o listă de lucrări de automatică apărute în limba română, originale şi traduceri (42 titluri). De altfel în întreaga expunere autorul recurge la metoda trimiterii la lucrări care aprofundează problemele ce nu au putut fi tratate pe larg în cadrul acestei lucrări,dat fiind numărul mare de probleme abordate într-un volum relativ mic.

Lucrarea se remarcă prin claritatea expunerii noţiunilor de bază şi speciale asupra reglării automate în principalele domenii ale tehnicii. Problemele teoretice abstracte sînt expuse într-o formă accesibilă şi sînt însoţite de numeroase exemple concrete.

Prin calităţile sale, cartea reprezintă un îndrumar preţios pentru specialiştii din domeniul automaticii.

C. Penescu

S t . D u m i t r e s c u , V. M a r i n o i u , M. T e r t i ş c o. **Automatizarea instalaţiilor petroliere din rafinării, partea a II-a.** Bucureşti, Ed. didactică şi pedagogică, 1965, 448 pag., 410 fig., 82 ref. bibl.

Lucrarea constituie un manual care tratează, la nivelul celor mai noi realizări, aspectele specifice ale automatizării proceselor tehnologice din rafinării, cu prezentarea celor mai moderne dispozitive de automatizare din instalaţiile petroliere.

Lucrarea recenzată conţine zece capitole.

În capitolul 1, intitulat „Traductoare", sînt prezentate, în mod sistematizat şi grupate după mărimea fizică (parametrul) de măsurat, cele mai răspîndite tipuri de traductoare utilizate în prezent în industria chimică şi petrochimică şi, în special, în rafinării. Pentru fiecare tip de traductor sînt prezentate bazele fizice şi tehnice, cu indicarea relaţiilor de calcul, şi sînt date cele mai reprezentative variante constructive, adesea însoţite de tabele cu datele tehnice şi performanţele unor tipuri de traductoare utilizate în ţara noastră. Se insistă în special asupra traductoarelor de temperatură, traductoarelor de presiune, asupra traductoarelor de nivel, traductoarelor de debit, asupra traductoarelor pH şi traductoarelor pentru analiza lichidelor şi pentru analiza compoziţiei chimice a amestecurilor de gaze.

În capitolul 2 sînt prezentate elementele adaptoare — amplificatoare şi convertoare. O atenţie mai mare se dă amplificatoarelor magnetice, amplificatoarelor de curent continuu cu tuburi electronice şi cu transistoare, amplificatoarelor cu modulare-demodulare a semnalelor lent variabile în timp şi, mai ales, amplificatoarelor pneumatice, care sînt din ce în ce mai larg utilizate în industria petrochimică şi în rafinării. În acest capitol sînt expuse, într-o formă concisă, convertoarele analogice şi digitale în legătură cu elementele sensibile şi dispozitivele de conducere sau control automat, împreună cu care sînt utilizate în sistemele automate.

În capitolul 3 sînt tratate dispozitivele de măsură şi control automat, grupate în : aparate de măsură cu convertire directă a mărimii măsurate (insistîndu-se asupra milivoltmetrelor pirometrice şi asupra logometrelor) ; aparate bazate pe compensarea statică a mărimilor măsurate ca, de exemplu, punţile automate şi potenţiometrele electronice automate ; maşini pentru controlul centralizat al parametrilor proceselor tehnologice.

În capitolul 4, intitulat „Dispozitive de conducere automată", sînt expuse regulatoarele şi calculatoarele analogice şi digitale, utilizate în sistemele automate din rafinării şi din industria petrochimică. În cadrul regulatoarelor analogice sînt tratate blocurile de reglare P, PI, PD şi PID, realizate cu elemente pneumatice tipizate, precum şi blocurile de reglare SRUP, pentru care într-un paragraf anume este tratată şi problema determinării caracteristicilor dinamice. În cadrul regulatoarelor şi calculatoarelor digitale sînt tratate elementele şi blocurile tip ale regulatoarelor şi calculatoarelor digitale, cu o prezentare prealabilă a schemelor logice, în care se insistă în special asupra schemelor pneumatice şi elementelor pneumatice specifice tehnicii digitale. Acest capitol se încheie cu o prezentare a regulatoarelor autoadaptive şi a calculatoarelor digitale.

Capitolul 5 tratează mecanismele de execuţie şi organele de reglare ale sistemelor automate din rafinării. Sînt prezentate tipuri moderne de mecanisme de execuţie pneumatice, hidraulice şi electrice, dezvoltîndu-se mai mult partea referitoare la organele de reglare (după un studiu al caracteristicilor acestor organe, se tratează problemele alegerii şi calculului organelor de reglare).

În capitolele 6—9 se tratează problemele puse de automatizarea proceselor tehnologice specifice din rafinării : automatizarea proceselor calorice (din aparatele de schimb de căldură şi din cuptoarele tubulare), automatizarea proceselor de separare (din coloanele de fracţionare, din separatoare, din coloanele de absorbţie şi de desorbţie şi din extractoare), automatizarea proceselor din aparatele de reacţie, automatizarea operaţiilor auxiliare (a pompelor şi compresoarelor, a amestecării proporţionale continue a produselor, a operaţiilor de dozare etc.). Studiul este efectuat sistematic, prin identificarea proceselor tehnologice, prin analiza diferitelor aparate tehnologice ca obiecte ale automatizării şi prin alegerea schemelor de automatizare.

Ultimul capitol (10) tratează căile şi mijloacele principale de automatizare a instalaţiilor tehnologice din rafinării, instalaţii complexe în componenţa cărora intră un mare număr de aparate tehnologice, agregate, maşini şi utilaje, şi în care se desfăşoară procese complicate, cu numeroşi parametri, pentru conducerea cărora este necesară o mare cantitate de informaţie operativă. Este prezentată şi studiată problema conducerii automate a proceselor tehnologice din rafinării, cu indicarea celor mai noi realizări din acest domeniu şi cu exemplificări concrete (la o instalaţie de fracţionare atmosferică şi sub vid, proiectată şi realizată în ţara noastră, la instalaţiile de reformare catalitică a benzinei, la instalaţiile de solventare selectivă a uleiului). Lucrarea se încheie cu prezentarea de sinteză a problemelor actuale şi de perspectivă ale automatizării.

Concepută ca manual pentru pregătirea viitorilor ingineri care se vor ocupa de automatizările proceselor tehnologice din rafinării şi din industria petrochimică, lucrarea se dovedeşte — datorită conţinutului ei bogat, exemplelor de calcul tratate, studiului efectuat pe baza celor mai noi realizări — a fi utilă tuturor inginerilor care lucrează în domeniul proiectării şi exploatării sistemelor automate din rafinării.

I. Dumitrescu

CRONICĂ

Sărbătorirea centenarului introducerii sistemului metric în România

Bucureşti, 12—16 septembrie 1966

Anul acesta se împlinesc 100 de ani de la introducerea prin lege a aplicării obligatorii a sistemului metric în ţara noastră. Pentru poporul nostru, introducerea şi folosirea timp de un secol a sistemului metric prezintă o importanţă deosebită din punct de vedere istoric, politic, economic şi ştiinţific. Documentul prin care a fost legiferat sistemul metric la noi este decretul lui Alexandru Ioan Cuza din 1864, prin care se hotărăşte obligativitatea aplicării sistemului metric începînd de la 1 ianuarie 1866, adică cu 11 ani înaintea Convenţiei Metrului din 1875, considerată ca cea mai veche convenţie internaţională cu caracter tehnico-ştiinţific.

Caracterul practic, simplitatea, omogenitatea, generalitatea şi în special caracterul zecimal, constituie baza ştiinţifică care impune sistemul metric în a doua jumătate a secolului XIX, în opoziţie cu vechile sisteme de măsuri de tip feudal. Caracterul progresist al acestei măsuri legale adoptate acum 100 de ani este demonstrat de faptul că astăzi, datorită efectelor sale pozitive în ştiinţă, tehnică şi economie, sistemul metric este adoptat de marea majoritate a ţărilor lumii ca sistem internaţional.

Introducerea sistemului metric în ţara noastră a avut loc în perioada imediat următoare formării statului român modern, prin unirea Principatelor Române, o dată cu promulgarea legii agrare şi noua lege a instrucţiunii, măsuri corespunzătoare etapei istorice respective de dezvoltare, precum şi cerinţelor pieţei interne unice şi învăţămîntului tehnic.

Statul burghezo-moşieresc a veghiat îndeosebi asupra legalităţii măsurilor şi aparatelor de măsurat folosite în tranzacţiile comerciale şi învăţămînt, deoarece, în condiţiile proprietăţii private asupra mijloacelor de producţie şi a dependenţei de capitalul şi tehnica străină, nu era interesat direct să ia sub supraveghere mijloacele de măsurat folosite în industrie. Cu toate că nu au existat preocupări din partea organelor oficiale pentru generalizarea şi perfecţionarea nivelului tehnicii măsurării, oameni de ştiinţă de seamă, ca Ion Ghica, Ştefan Hepites şi alţii, au un aport deosebit la progresul sistemului metric în ţara noastră.

O dată cu cucerirea puterii politice de către clasa muncitoare, după 23 August 1944, tehnica măsurării şi legislaţia metrologică au cunoscut o dezvoltare continuă, devenind factori activi în asigurarea calităţii producţiei, în dezvoltarea cercetării ştiinţifice şi în perfecţionarea şi consolidarea sistemului metric. Înfăptuirea principalelor reforme economice şi îndeosebi naţionalizarea mijloacelor de producţie au determinat dezvoltarea tuturor ramurilor economiei noastre şi, în consecinţă, extinderea activităţii metrologice în industrie, sănătate, protecţia muncii, agricultură, cercetare ştiinţifică etc.

Totodată a apărut ca o necesitate obiectivă înfiinţarea unei instituţii centrale de stat, care să preia întreaga problemă a transmiterii corecte a unităţilor de măsură, să studieze mijloacele şi metodele de etalonare, verificare şi măsurare cele mai corespunzătoare, să sprijine ridicarea performanţelor tuturor mijloacelor de măsurare care se construiesc în ţară, să colaboreze, pe planul măsurării, la creşterea calităţii produselor şi la ridicarea nivelului tehnic general al industriei. Toate aceste sarcini, alături de altele care derivă din acestea, revin Direcţiei generale pentru metrologie, standarde şi invenţii prin Oficiul de stat pentru metrologie.

Sărbătorirea centenarului introducerii sistemului metric în România, care va avea loc între 12 şi 16 septembrie 1966, va prilejui o serie de manifestări, dintre care :

1. O şedinţă festivă cu tema „100 de ani de la introducerea sistemului metric în România", la care vor participa oameni de ştiinţă şi specialişti în problemele metrologice din ţară şi străinătate, lucrători în domeniul metrologiei din uzine, proiectanţi şi constructori de mijloace de măsurare.
2. O sesiune de comunicări ştiinţifice, în cadrul căreia se vor prezenta, de către specialiştii din ţară şi străinătate, probleme noi referitoare la realizarea de etaloane, metode noi de etalonare, verificare şi măsurare, tendinţe în construcţia aparatelor de măsurat şi probleme teoretice ale metrologiei. Lucrările se vor desfăşura pe patru secţii, şi anume :

— metrologie generală şi metode şi aparate pentru măsurarea mărimilor analitice şi de material (concentraţie, viscozitate, pH, umiditate etc.);

— metode şi aparate pentru măsurarea mărimilor mecanice (mărimi geometrice, masă, forţă, capacitate, presiune, debit, timp etc.);

— metode şi aparate pentru măsurarea mărimilor electromagnetice (mărimi electrice în curent continuu, curent alternativ de frecvenţă joasă şi înaltă, măsurări radiotehnice, magnetometrie etc.);

— metode şi aparate pentru măsurarea mărimilor termice, fotometrice şi radiometrice (temperatură, cantitate de căldură, intensitate de flux luminos, activitate, doză de radiaţii etc.).

3. O expoziţie de mijloace de măsurare construite în ţară.

Toate aceste manifestări vor contribui la o informare multilaterală a muncitorilor, tehnicienilor şi oamenilor de ştiinţă din ţara noastră, despre contribuţia adusă de sistemul metric în general, precum şi asupra celor mai noi probleme în domeniul metrologiei ştiinţifice.

M. Moldoveanu

COMITETUL DE REDACŢIE

Prof. ing. C. PENESCU, membru corespondent al Academiei Republicii Socialiste România — redactor responsabil; conf. ing. S. FLOREA — redactor responsabil adjunct; prof. ing. GH. CARTIANU, membru corespondent al Academiei Republicii Socialiste România; dr. ing. S. CĂLIN; prof. ing. S. CONDREA; ing. I. CRIŞAN; dr. ing. M. DRĂGĂNESCU; ing. N. ILIOIU; conf. ing. D. LĂZĂROIU; ing. A. MIHAI; ing. I. PAPADACHE; conf. ing. R. STERE; ing. M. SÎRBU; ing. S. SOCOL; ing. L. UZUN.

Revista „AUTOMATICA ŞI ELECTRONICA", organ al Ministerului Industriei Construcţiilor de Maşini şi al Consiliului Naţional al Inginerilor şi Tehnicienilor din Republica Socialistă România — Redacţia şi administraţia, Bucureşti, Str. Ion Ghica, nr. 3, Raion Tudor Vladimirescu. Telefon : 13.84.16. Revista este editată de M.I.C.M. Abonamentele se primesc la administraţia revistei. Instituţiile pot achita abonamentele pentru biblioteci şi cabinete tehnice în contul nostru de virament : Oficiul de documentare şi publicaţii tehnice M.I.C.M. cont 026002 Banca Naţională a Republicii Socialiste România —Filiala 30 Decembrie, Bucureşti.
Tarif pentru întreprinderi : 100 lei anual ; tarif pentru muncitori. tehnicieni şi ingineri : 30 lei anual. Costul unui exemplar : 5 lei.
Tiparul : Întreprinderea Poligrafică „Informaţia", str Brezoianu, nr. 23—25, Bucureşti, c. 3529.
Taxele poştale plătite în numerar conform aprobării D.G.P.Tc. nr. 560/727/1965

40545

MĂSURARE AUTOMATĂ

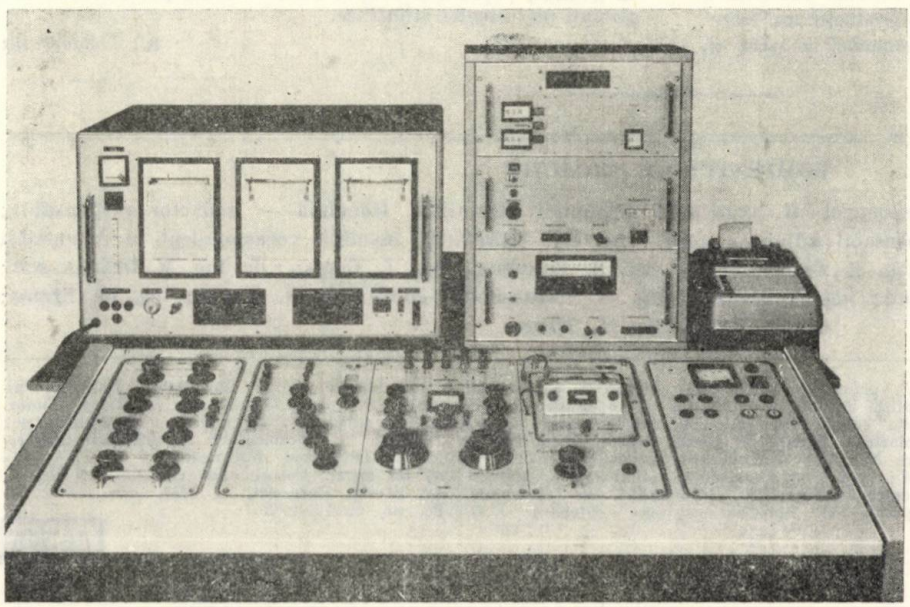
Tendința spre automatizarea măsurărilor duce la rezultate continuu înnoite în ceea ce privește dezvoltarea aparatelor și dispozitivelor de măsurat. Executarea automată a programelor de măsurare, memorizarea valorilor de măsură și prelucrarea analogă ori numerică în calculatoare sînt astăzi de la sine înțelese. Datorită gamei largi de aparate construite și livrate de noi, aceste progrese tehnice pot fi aplicate atît în problemele diverse de măsurare din industrie, cît și în diferite condiții de experimentare din cercetarea tehnică și științifică.

Cîntarele automate electromecanice raționalizează procesul de producție în multe ramuri industriale. Cromatografele permit un control automat al calității și purității gazelor și lichidelor în timpul producției. Aparatele automate pentru controlul rezistenței, capacității și cuplajului la cablurile multifilare pentru telecomunicații simplifică controlul calității și elimină erorile subiective. Voltmetrele și ohmmetrele numerice ale sistemului constructiv DIGIZET execută automat măsurări de precizie în cursul supravegherii, verificării și conducerii proceselor.

Difractometrul automat monocristal W. Hoppe determină parametrii cristalelor, necesari pentru analiza completă a structurilor cristaline complexe. Spectrometrul Röntgen multicanal împreună cu aparatul Röntgen KRISTALLOFLEX 4 analizează în timp foarte scurt probe solide și lichide simultan pentru maximum 7 elemente. Osciloscraful universal cu spot luminos OSCILLOMAT U cu 36 de canale de măsurat permite rezolvarea tuturor problemelor de măsurare care apar în domeniul oscilografiei cu spot luminos, asigurînd desfășurarea automată a proceselor de măsurare.

Microscopul electronic de capacitate mare ELMISKOP I A satisface toate cerințele științei și tehnicii în ceea ce privește sensibilitatea (3 Å !), gama de mărire (200 pînă la aproximativ 380 000 : 1) și utilizarea universală.

Aparatură de măsurat pentru capacitate și tg δ cu autoadaptor înregistrator și instalație de prelucrare a valorilor de măsură, pentru controlul fără deteriorare al materialelor izolante de orice fel.



SIEMENS

Universalitate tehnică

În Întreprinderile SIEMENS lucrează 257 000 de persoane în domeniul tehnicii telecomunicațiilor, al tehnicii de curent de înaltă tensiune și al tehnicii de măsurare și reglare, de la producția de transistoare pînă la construcția de reactoare, de la electromotorul de serie pînă la centrul de calcul electronic. Cercetătorii și inginerii noștri se străduiesc în continuu să exploateze cele mai noi rezultate ale cercetării, cum și rezultatele practice obținute într-un sector anumit pentru a le folosi în toate celelalte sectoare.

Această universalitate a Întreprinderilor SIEMENS pe întregul domeniu al electrotehnicii – un semn caracteristic al succesului lor – este de un deosebit folos fiecărui client al nostru : fiecare instalație construită de noi, fiecare aparat produs în uzinele noastre conține rezultatul tuturor experiențelor adunate și exploatate zilnic într-o întreprindere atît de multilaterală.

Aceasta înseamnă pentru Dumneavoastră că dacă este vorba de construirea unui centru de calcul electronic sau de dezvoltarea unei acționări speciale, dacă aveți intenția să construiți o centrală de forță, să automatizați o fabrică de laminate sau să măriți o rețea de telecomunicație, adică oriunde este vorba de electrotehnică, vă stă oricînd la dispoziție în Întreprinderile SIEMENS o echipă de colaboratori calificați.

SIEMENS & HALSKE AG
7500 Karlsruhe
Rheinbrückenstrasse 50
Republica Federală Germană

СОДЕРЖАНИЕ

ДК 62–523.2 :621.382.333.3 :621.34.024

Анастасиу, С., Константинеску, М. и *Эманоил, Д.*:

Современные системы управления с исполнительными элементами с тиристорами для электропроводов при постоянном токе.

Automatica şi Electronica, 10, № 4, июль-август 1966, стр. 149–154

ДК 531.768.5 :531.781.2 : 621.3.083.3

Иакаб, И., Захареску, А. и *Ружинэ, И.*:

Тензометричный акцелерометр искусственного затухания, осуществляемого электрокоррекцией.

Automatica şi Electronica, 10, № 4, июль-август 1966, стр. 155–159

ДК 681.142 МАС–1(498.11)

Петреску, А., Шипош, И., Гуран, М., Димо, П.:

Электронное устройство, счётно-непрерывного действия типа МАС-I.

Automatica şi Electronica, 10, № 4, июль-август 1966, стр. 160–164

ДК 621.398 :621.374.33

Стейнер, М. и *Дума, М.*:

Приспособление для набора с блокировочной цепью.

Automatica şi Electronica, 10, № 4, июль-август 1966, стр. 164–167

ДК 534.612.3 :621.38.083.98

Жеоржеску, И. А.:

К вопросу электронных способов измерения шума подшипников.

Automatica şi Electronica, 10, № 4, июль-август 1966, стр. 167–171

ДК 531.719.27 :533.6.08

Бэжэнеску, Т.:

Ряд новых результатов, полученных на основе аналогичного моделирования уравнения движения твёрдых частиц, увлекаемых криволинейным потоком.

Automatica şi Electronica, 10, № 4, июль-август 1966, стр. 171–174

ДК 621.372.44.016.351

Тэтару, Е.:

Анализ статического режима при случае бистабильной цепи с диодом ту тунель.

Automatica şi Electronica, 10, № 4, июль-август 1966, стр. 175–178

ДК 621.373.444.012

Негряну, Д.:

Цепи переключения с диодами тунель.

Automatica şi Electronica, 10, № 4, июль-август 1966, стр. 178–185

ДК 621.3.016.352

Червени, И.:

Изучение устойчивости систем эталонированных на основе критерия Михайлова-Леонарда.

Automatica şi Electronica, 10, № 4, июль-август 1966, стр. 186–189

ДК 621.385.84 :621.317.32

Поннер, И.:

Экспериментальное и теоретическое изучение двух электронных релее для предупреждения отсутствия чередующихся сигналов.

Automatica şi Electronica, 10, № 4, июль-август 1966, стр. 190–193

ДК 621.314.634.016.351

Глига, Ал. и *Манжуря, Ф. О.*:

Система стабилизирования выпрямителя 48 В-20 А, изготовленного на заводе „Electromagnetica".

Automatica şi Electronica, 10, № 4, июль-август 1966, стр. 193–197

РЕЦЕНЗИИ 197–198

ХРОНИКА 199

INHALTSVERZEICHNIS

DK 62–523.2 :621.382.333.3 :621.34.024

Anastasiu, S., Constantinescu, M. und *Emanoil, D.*:

Moderne Regelungssysteme ausgeführt mit Thyristoren für elektrische Gleichstromsteuerungen.

Automatica şi Electronica 10, H.4, Juli-August 1966, S. 149–154

DK 531.768.5 :531.781.2 :621.3.083.3

Jakab, I., Zaharescu, A. und *Rugină, I.*:

Ein tensometrischer Beschleunigungsmesser mit künstlicher Dämpfung durch elektrische Korrektion.

Automatica şi Electronica 10, H. 4, Juli-August 1966, S. 155–159

DK 681.142 MAC–1 (498.11)

Petrescu, A., Şipoş, I., Guran, M. und *Dimo, P.*:

Der elektronische Analogrechner MAC–1.

Automatica şi Electronica 10, H. 4, Juli-August 1966, S. 160–164

DK 621.398 :621.374.33

Steiner, M. und *Duma, M.*:

Wählereinrichtung mit Blockierungseinrichtung.

Automatica şi Electronica 10, H. 4, Juli-August 1966, S. 164–167

DK 534.612.3 :621.38.083.98

Georgescu, I. A.:

Über die elektronischen Methoden zum Messen des Geräusches von Rollenlagern.

Automatica şi Electronica 10, H. 4, Juli-August 1966, S. 167–171

DK 531.719.27 :533.6.08

Băjenescu, T.:

Ein paar neue Resultate erhalten aus der analogischen Modellierung der Gleichung von der Bewegung fester Teilchen, die von einem krummlinigen Strom mitgenommen werden.

Automatica şi Electronica 10, H. 4, Juli-August 1966, S. 171–174

DK 621.372.44.016.351

Tătaru, E.:

Die Analyse des statischen Zustandes im Fall des bistabilen Kreises mit einer Tunneldiode.

Automatica şi Electronica 10, H. 4, Juli-August 1966, S. 175–178

DK 621.373.444.012

Negreanu, D.:

Umschaltkreisen mit Tunneldioden.

Automatica şi Electronica 10, H. 4, Juli-August 1966, S. 178–185

DK 621.3.016.352

Cserveny, I.:

Das Studium der Stabilität von normierten Systemen mit Hilfe des Mihailov-Leonhardtkriteriums.

Automatica şi Electronica 10, H.4, Juli-August 1966, S. 186–189

DK 621.385.84 :621.317.32

Ponner, I.:

Das theoretische und experimentelle Studium von zwei elektronischen Relais zur Meldung des Ausbleibens von Wechselsignalen.

Automatica şi Electronica 10, H. 4, Juli-August 1966, S. 190–193

DK 621.314.634.016.351

Gliga, Al. und *Mangiurea, F. O.*:

Das Stabilisierungssystem des Gleichrichters 48V–20 A, gebaut vom „Electromagnetica" -Werk.

Automatica şi Electronica 10, H. 4, Juli-August 1966, S. 193–197

BUCHBESPRECHUNGEN 197–198

CHRONIK 199

SOMMAIRE

CD 62–523.2 : 621.382.333.3 :621.34.024

Anastasiu, S., Constantinescu, M. et *Emanoil, D.* :

Systèmes de réglage modernes à éléments d'exécution pourvus de thyristors, destinés aux commandes électriques en courant continu.

Automatica şi Electronica 10, no. 4, juillet-août 1966, p. 149–154

CD 531.768.5 :531.781.2 :621.3.083.3

Jakab, I., Zaharescu, A. et *Rugină, I.* :

Un accéléromètre tensométrique à amortissement artificiel réalisé par correction électrique.

Automatica şi Electronica 10, no. 4, juillet-août 1966, p. 155–159

CD 681.142 MAC–1 (498.11)

Petrescu, A., Şipoş, I., Guran, M. et *Dimo, P.* :

Le calculateur électronique analogique MAC–1.

Automatica şi Electronica 10, no. 4, juillet-août 1966, p. 160–164

CD 621.398 ; 621.374.33

Steiner, M. et *Duma, M.* :

Dispositif de sélection à circuit de blocage.

Automatica şi Electronica 10, no. 4, juillet-août 1966, p. 164–167

CD 534.612.3 :621.38.083.98

Georgescu, I. A. :

Considérations concernant les méthodes électroniques de mesurage du bruit des roulements.

Automatica şi Electronica 10, no. 4, juillet-août 1966, p. 167–171

CD 531.719.27 :533.6.08

Băjenescu, T. :

Quelques nouveaux résultats obtenus par le modelage analogique de l'équation du mouvement des particules solides entraînées par un flux curviligne.

Automatica şi Electronica 10, no. 4, juillet-août 1966, p. 171–174

CD 621.372.44.016.351

Tătaru, E. :

L'analyse du régime statique dans le cas du circuit bi-stable à une diode-tunnel.

Automatica şi Electronica 10, no. 4, juillet-août 1966, p. 175–178

CD 621.373.444.012

Negreanu, D. :

Circuits de commutation à diodes-tunnel.

Automatica şi Electronica 10, no. 4, juillet-août 1966, p. 178–185

CD 621.3.016.352

Cserveny, I. :

L'étude de la stabilité des systèmes échantillonnés à l'aide du critère Mihailov-Leonhardt.

Automatica şi Electronica 10, no. 4, juillet-août 1966, p. 186–189

CD 621.385.84 :621.317.32

Ponner, I. :

L'étude théorique et expérimentale de deux relais électroniques en vue de saisir le manque des signaux alternatifs.

Automatica şi Electronica 10, no. 4, juillet-août 1966, p. 190–193

CD 621.314.634.016.351

Gliga, Al. et *Mangiurea, F. O.* :

Le système de stabilisation du redresseur de 48 V–20 A fabriqué par l'usine „Electromagnetica".

Automatica şi Electronica 10, no. 4, juillet-août 1966, p.. 193–197

COMPTES RENDUS 197–198

CHRONIQUE 199

CONTENTS

DC 62–523.2 : 621.382.333.3 : 621.34.024

Anastasiu, S., Constantinescu, M. and *Emanoil, D.* :

Modern regulating systems with tiristorised execution elements for continuous-current electric drives.

Automatica şi Electronica 10, nr. 4, iul-aug 1966, p. 149–154

DC 531.768.5 :531.781.2 : :621.3.083.3

Jakab, I., Zaharescu, A. and *Rugină, I.* :

A tensometric accelerometer with artificial damping achieved by electrical correction.

Automatica şi Electronica 10, nr. 4, iul-aug 1966, p. 155–159

DC 681.142 MAC–1 (498.11)

Petrescu, A., Şipoş, I., Guran, M. and *Dimo, P.* :

The analogical electronic computer MAC–1.

Automatica şi Electronica 10, nr. 4, iul-aug 1966, p. 160–164

DC 621.398 :621.374.33

Steiner, M. and *Duma, M.:*

A selection device with blocking circuit.

Automatica şi Electronica 10, nr. 4, iul-aug 1966, p. 164–167

DC 534.612.3 :621.38.083.98

Georgescu, I. A. :

Concerning the electronic methods of measuring the noise of bearings.

Automatica şi Electronica 10, nr. 4, iul-aug 1966, p. 167–171

DC 531.719.27 :533.6.08

Băjenescu, T. :

Some new results obtained from the analogical modelling of the equation of the movement of solid particles carried away by a curvilinear flow.

Automatica şi Electronica 10, nr. 4, iul-aug 1966, p. 171–174

DC 621.372.44.016.351

Tătaru, E. :

The analysis of the static regime in the case of the bistable circuit with a tunnel diode.

Automatica şi Electronica 10, nr. 4, iul-aug 1966, p. 175–178

DC 621.373.444.012

Negreanu, D. :

Switching circuits with tunnel diodes.

Automatica şi Electronica 10, nr. 4, iul -aug 1966, p. 178–185

DC 621.3.016.352

Cserveny, I. :

Studying the stability ot the sampled systems by means of the Mihailov-Leonhardt criterion.

Automatica şi Electronica 10, nr. 4, iul-aug 1966, p. 186–189

DC 621.385.84 :621.317.32

Ponner, I. :

The theoretical and experimental study of two electronic relays for detecting the lack of alternating signals.

Automatica şi Electronica 10, nr. 4, iul-aug 1966, p. 190–193

DC 621.314.634.016.351

Gliga, Al. and *Mangiurea, F. O.* :

The stabilization system of the 48 V-20 A rectifier manufactured by the „Electromagnetica"-Works.

Automatica şi Electronica 10, nr. 4, iul-aug 1966, p. 193–197

REVIEWS 197–198

CHRONICLE 199

ORSZÁGOS MŰSZAKI KÖNYVTÁR DOKUMENTÁCIÓS OSZTÁLY 1968

For advertisments in rumanian periodicals apply to

PUBLICOM

Modern, efficient advertising on the Rumanian market in full progress of economic development

RUMANIAN PUBLICITY AGENCY
BUCHAREST, RUMANIA — B-DUL N. BĂLCESCU No. 22
TEL. · 14.75.35

PUBLICOM

PUBLICOM

Faites votre publicité dans la presse roumaine de spécialité en vous adressant à

PUBLICOM

Réclame moderne, frappante, efficace, s'adressant au marché roumain en pleine évolution économique

AGENCE ROUMAINE DE PUBLICITÉ
BUCAREST, ROUMANIE — B-DUL N. BĂLCESCU No. 22
TEL. 14.75.35

Werben Sie in der rumänischen Fachpresse durch

PUBLICOM

Moderne und wirksame Reklame auf dem aufstrebenden rumänischen Markt

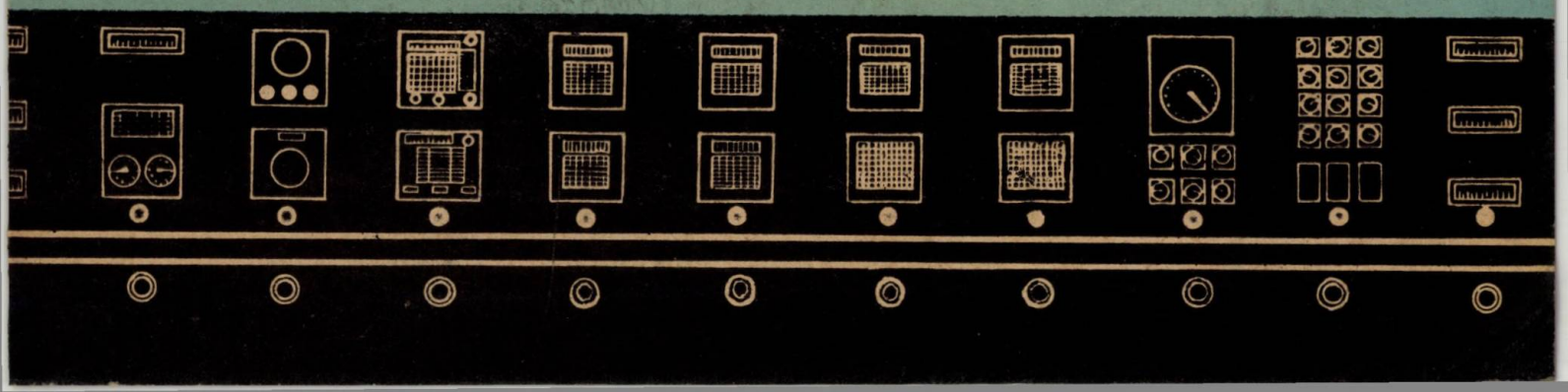
RUMÄNISCHE WERBEAGENTUR
BUKAREST, RUMÄNIEN — B-DUL N. BĂLCESCU No. 22
FERNRUF : 14.75.35

E 2551

AUTOMATICA și ELECTRONICĂ

5

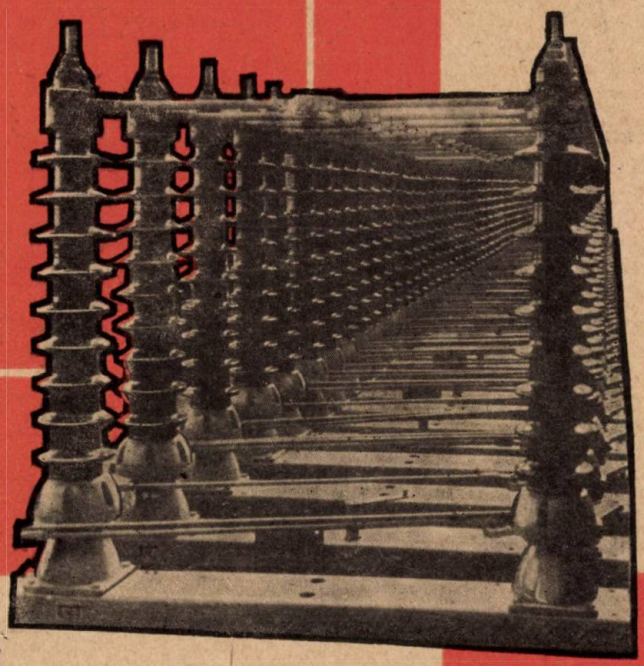
AUTOMATICA ȘI ELECTRONICA • BUCUREȘTI • VOLUMUL 10 • NR. 5 • SEPT. — OCT. • 1966

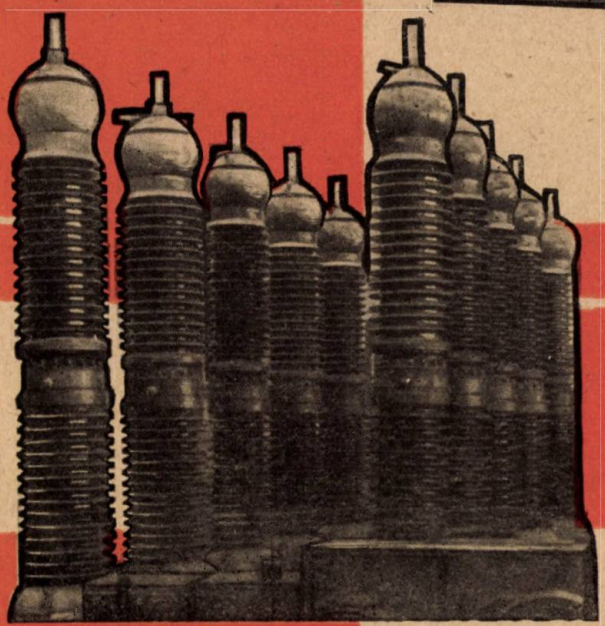


Pentru echiparea
sistemelor energetice

APARATE ELECTRICE DE ÎNALTĂ TENSIUNE 6—220 kV

- separatoare
- întreruptoare
- siguranțe fuzibile
- descărcătoare cu fibră
- transformatoare de măsură
- celule prefabricate complet utilate pentru diferite scopuri





Livrează

UZINELE ELECTROPUTERE CRAIOVA

ORSZÁGOS MŰSZAKI KÖNYVTÁR ÉS DOKUMENTÁCIÓS KÖZPONT 1883

Cuprinde:

UNILOG tip A

Elemente de comutaţie statică fabricate în Republica Socialistă România

CZ 62 – 523.8.001.3 UNILOG – A

Toader, S. şi *Argintaru, I.* :
Sistemul de elemente de comutaţie statică UNILOG tip A.
Automatica şi Electronica 10, nr. 5, sept-oct 1966, p. 201 – 205

Se prezintă caracteristicile comutaţiei statice şi structura generală a sistemului UNILOG tip A.

CZ 62 – 523.8.001.3 : 16 UNILOG – A

Argintaru, I. şi *Lungu Cristina* :
Elementele pentru scheme de prelucrare logică şi elementele de intrare ale sistemului UNILOG tip A.
Automatica şi Electronica 10, nr.5, sept-oct 1966, p. 206 – 212

Se expun criteriile generale de dimensionare şi modul de utilizare a elementelor de prelucrare logică, cum şi cele de intrare ale sistemului UNILOG tip A.

CZ 62 – 523.18.001.3 : 16 UNILOG – A

Cuniţă, D. şi *Tutunaru, I.* :
Elementele de ieşire şi sursele de alimentare ale sistemului UNILOG tip A.
Automatica şi Electronica 10, nr. 5, sept-oct 1966, p. 213 – 218

Se arată performanţele şi caracteristicile principale, în vederea utilizării, pentru elementele de ieşire şi sursele de tensiune stabilizată din cadrul sistemului UNILOG tip A.

CZ 62 – 503.52.012.6 UNILOG – A

Felea, I., Ionescu, C. şi *Tecuceanu, M.:*
Circuite şi blocuri pentru funcţiuni dependente de timp.
Automatica şi Electronica 10, nr. 5, sept-oct 1966, p. 218 – 225

Se dau caracteristicile circuitelor şi blocurilor de temporizare, de memorie, distribuitor, numărător, din sistemul UNILOG tip A.

CZ 62 – 523.18.002 UNILOG – A : 621.312

Andrei, Gh. :
Soluţia constructivă a sistemului de elemente de comutaţie statică UNILOG tip A.
Automatica şi Electronica 10, nr. 5, sept-oct 1966, p. 225 – 229

Se prezintă principiile care au stat la baza alegerii soluţiei constructive a sistemului UNILOG tip A, cum şi caracteristicile constructive ale blocurilor principale.

CZ 62 – 523.18.004 UNILOG – A

Davidoviciu, A. :
Utilizarea elementelor de comutaţie statică UNILOG tip A în instalaţiile de automatizare.
Automatica şi Electronica 10, nr. 5, sept-oct 1966, p. 230 – 236

Se descriu avantajele şi dezavantajele întrebuinţării elementelor UNILOG tip A în instalaţiile de automatizare; de asemenea, metodele de sinteză a schemelor respective.

CZ 681.325.54 : 62 – 523.8 UNILOG – A

Lazăr, I. S. :
Sumatoare numerice realizate cu elemente de comutaţie statică.
Automatica şi Electronica 10, nr. 5, sept-oct 1966, p. 236 – 242

Se expun etapele calculului unei sinteze optimale ale unui sumator numeric de tip paralel folosind elementele sistemului UNILOG tip A.

CZ 62 – 501.2.004.2 UNILOG – A

Ionescu, C. :
Scheme de semnalizare cu elemente ale sistemului UNILOG tip A.
Automatica şi Electronica 10, nr. 5, sept-oct 1966, p. 242 – 245

Se arată modul de funcţionare a unei scheme de semnalizare a avariilor în instalaţiile industriale complexe folosind elementele UNILOG tip A.

CZ 62 – 523.8.004.1 UNILOG – A : 621.876

Ionescu Delia şi *Pozsar, Z.* :
Instalaţia de comandă selectiv-colectivă pentru ascensor de persoane, realizată cu elemente de comutaţie statică UNILOG tip A.
Automatica şi Electronica 10, nr. 5, sept-oct 1966, p. 245 – 249

Se prezintă programul şi schemele de principiu pentru o instalaţie experimentală de comandă a unui ascensor de persoane întrebuinţînd elementele UNILOG tip A.

CZ 62 – 523.8.004.1 UNILOG – A : 621.398

Negreanu, D., Radu, O. şi *Mihăilescu Eliza* :
Utilizări ale elementelor de comutaţie statică UNILOG tip A în telemecanică.
Automatica şi Electronica 10, nr. 5, sept-oct 1966, p. 250 – 256

Se descrie utilizarea sistemului UNILOG tip A în funcţiuni tipice din echipamentele de telemecanică cu separare în timp.

ACTUALITĂŢI 256 – 259

OMFB MŰSZAKI KÖNYVTÁR DOKUMENTÁCIÓS OSZTÁLY 1883

СОДЕРЖАНИЕ

ДК 62–523.8.001.3 УНИЛОГ–А

Тоадер, С. и *Арджинтару, И.:*

Система элементов статистической коммутации УНИЛОГ типа А.

Automatica şi Electronica 10, № 5, сент-окт 1966, стр. 201–205

Цаются характеристики статисческой коммутации и общая структура системы УНИЛОГ типа А.

ДК 62–523.8.001.3:16 УНИЛОГ–А

Арджинтару, И. и *Лунгу Кристина:*

Элементы для схем логической разработки и входные элементы системы УНИЛОГ типа А.

Automatica şi Electronica 10, № 5, сент-окт 1966, стр. 206–212

Приводятся общие критерии определения размеров и способ использования элементов логической разработки, а также входных элементов системы УНИЛОГ типа А.

ДК 62–523.18.001.3:16 УНИЛОГ–А

Куницэ, Д. и *Тутунару, И.:*

Выходные элементы и источники питания системы УНИЛОГ типа А.

Automatica şi Electronica 10, № 5, сент-окт 1966, стр. 213–218

Описываются коэффициенты полезного действия и основные характеристики, с целью использования для выходных элементов и источников стабилизированного напряжения в рамках системы УНИЛОГ типа А.

ДК 62–503.52.012.6 УНИЛОГ–А

Феля, И., Ионеску, К. и *Текучяну, М.:*

Цепи и блоки для функций, зависимых от времени.

Automatica şi Electronica 10, № 5, сент-окт 1966, стр. 218–225

аЦется характеристика цепей и блоков по выдержки времени и запоминания — распределитьле и счетчик — в системе УНИЛОГ типа А.

ДК 62–523.18.002 УНИЛОГ–А: 621.312

Андрей, Г.:

Консурктивное решение системы элементов стетис тической коммутации УНИЛОГ типа А.

Automatica şi Electronica 10, № 5, сент-окт 1966, стр. 225–229

Приводятся принципы, положенные в основу выбора конструктивно?и трешения ситемы УНИЛОГ типа А, т акже конструкритвные характеристики основных блоков.

ДК 62–523.18.004 УНИЛОГ–А

Давидовичиу, А.:

Использование элементов статистической коммутации УНИЛОГ типа А в сутановках для автоматизации.

Automatica şi Electronica 10, № 5, сент-окт 1966, стр. 230–236

Описываются преимущества и недостатки применения элементов УНИЛОГ типа А в установках для втоматизации, а также и методы синтеза соответствующих схем.

ДК 681.325.54:62–523.8 УНИЛОГ–А

Лазэр, И. С.:

Счетные цифровые устройства, осуществленные с элементами статистической коммутации.

Automatica şi Electronica 10, № 5, сент-окт 1966, стр. 236–242

Приводятся этапы вычисления оптимального синтеза счетного цифрового устройства параллельного типа, применяя элементы системы УНИЛОГ типа А.

ДК 62–501.2.004.2 УНИЛОГ–А

Ионеску, К.:

Схемы сигнализации при помощи элементов системы УНИЛОГ типа А.

Automatica şi Electronica 10, № 5, сент-окт 1966, стр. 242–245

Описывадтся способ работы схемы по ыигнализации аварий в комплексных производственных установках, применяя элементы УНИЛОГ типа А.

ДК 62–523.8.004.1 УНИЛОГ–А: 621.876

Ионеску Делиа и *Поцзар, З.:*

Установка селективно — коллективного управления для для пасса — жирского лифта, осуществленная элементами статической коммутации УН ИЛОГ типа А

Automatica şi Electronica 10, № 5, сент-окт 1966, стр. 245–249

Описывается программа и принципиальные схемы еля экспериментальной установки управления пассажирским лифтом при использовании элементовУНИЛОГ типа А.

ДК 62–523.8.004.1 УНИЛОГ–А: 621.398

Негряну, Д., Раду О. и *Михэйлеску Элиза:*

Использование элементов статической коммутации УНИЛОГ типа А в телемеханике.

Automatica şi Electronica, 10, № 5, сент-окт 1966, стр. 250–256

Описывается применение системы УНИЛОГ типа А в типовых функциях телемеханического оснащения с разделением во времени.

НОВОСТИ 256–259

INHALTSVERZEICHIS

DK 62–523.8.001.3 UNILOG–A

Toader, S. u. *Argintaru, I.*:

Das System der Elemente für die statische Kommutierung UNILOG der Type A.

Automatica şi Electronica 10, H. 5, Sept – Okt 1966, S. 201–205

Es werden die Charakteristiken der statischen Kommutierung, sowie die allgemeine Struktur des Systems UNILOG, Type A, dargestellt.

DK 62–523.8.001.3:16 UNILOG–A

Argintaru, I. u. *Lungu Cristina*:

Die Elemente für die Schemata der logischen Bearbeitung und die Eingangselemente des Systems UNILOG Type A.

Automatica şi Electronica 10, H. 5, Sept – Okt 1966, S 206–212

Es werden die allgemeinen Bemerkungskriterien und die Verwendungsanweisung der Elemente zur logischen Bearbeitung sowie die Eingangselemente des Unilog-Systems, Type A, dargestellt.

DK 62–523.18.001.3:16 UNILOG–A

Cuniţă, D. u. *Tutunaru, I.*:

Die Ausgangselemente und die Speisequellen des Systems UNILOG, Type A.

Automatica şi Electronica 10, H. 5, Sept – Okt 1966, S. 213–218

Mit Rücksicht auf deren Verwendung zeigt man die Leistungen und die Haupteigenschaften der Ausgangselemente, sowie die Quellen der stabilisierten Spannung im Rahmen des Systems UNILOG, Type A.

DK 62–503.52.012.6 UNILOG–A

Felea, I., Ionescu, C. u. *Tecuceanu, M.*:

Kreise und Blocks für zeitabhängige Funktionen.

Automatica şi Electronica 10, H.5, Sept – Okt 1966, S. 218–225

Es werden die Charakteristiken der Kreise und Blocks fur Verzögerung, Informationsspeicher, Verteiler und Zähler aus dem UNILOG — System, Type A, angegeben.

DK 62–523.18.002 UNILOG – A: 621.312

Andrei, Gh.:

Die konstruktive Lösung des Systems von Elementen statischer Kommutierung UNILOG, Type A.

Automatica şi Electronica 10, H. 5, Sept – Okt 1966, S. 225–229

Dargestellt werden die Grundsätze die bei der Wahl der konstruktiven Lösung des Systems UNILOG Type A massgebend waren, sowie die konstruktive Charakteristiken der Hauptblocks.

DK 62–523.18.004 UNILOG – A

Davidoviciu, A. :

Die Anwendung der Elemente statischer Kommutierung UNILOG, Type A, in den Automatisieranlagen.

Automatica şi Electronica 10, H. 5, Sept – Okt 1966, S. 230–236

Man beschreibt die Vor- und Nachteile der Verwendung von UNILOG — Elementen der Type A in den Automatisieranlagen; ferner die Synthesemethoden der entsprechenden Schematas.

DK 681.325.54 : 62–523. 8 UNILOG – A

Lazăr, I. S. :

Zahlenmässige Informationsspeicher ausgeführt mit Elementen statischer Kommutierung.

Automatica şi Electronica 10, H. 5, Sept – Okt 1966, S. 236–242

Dargestellt werden die Stufen der Berechnung einer Optimalsynthese eines zahlenmässigen Informationsspeichers paralleler Type, welcher die Elemente des UNILOG — Systems, Type A, verwendet.

DK 62–501.2.004. 2 UNILOG –A

Ionescu, C. :

Signalisierungsschematas mittels Elemente des UNILOG — Systems der Type A.

Automatica şi Electronica 10, H. 5, Sept – Okt 1966, S. 242–245

Man zeigt die Verwendungsart eines Signalisierungsschematas der Beschädigungen in komplexen Industrieanlagen bei Verwendung von UNILOG — Elementen der Type A.

DK 62 – 523.8.004. 1 UNILOG – A : 621.876

Ionescu Delia u. *Pozsar, Z.* :

Die selektiv-kollektive Steuerung für Personenaufzüge, ausgeführt mit UNILOG — Elementen statischer Kommutierung der Type A.

Automatica şi Electronica 10, H. 5, Sept – Okt 1966, S. 245–249

Dargestellt wird das Programm und die Prinzipschematas für die Versuchssteueranlage eines Personenaufzuges bei Verwendung von UNILOG Elementen der Type A.

DK 62–523.8.004.1 UNILOG – A : 621.398

Negreanu, D., Radu, O. und *Mihăilescu Eliza* :

Anwendungen von Elementen statischer Kommutierung UNILOG, Type A, in der Telemechanik.

Automatica şi Electronica 10, H. 5, Sept – Okt 1966, S. 250–256

Beschrieben wird die Verwendung des UNILOG — Systems der Type A in typischen Funktionen der Telemechanik mit Zeittrennung.

AKTUELLES 256–259

CONTENTS

DC 62–523.8.001.3 UNILOG – A

Toader, S. and *Argintaru, I.* :

The A-type UNILOG static switching elements.

Automatica şi Electronica 10, nr. 5, sept-oct 1966, p. 201–205

The characteristics of the static switching and the general structure of A-type UNILOG systems are presented.

DC 62–523.8.001.3 : 16 UNILOG – A

Argintaru, I. and *Lungu Cristina* :

The elements for the logical processing schemes and the inlet elements of the A-type UNILOG system.

Automatica şi Electronica 10, nr. 5, sept-oct 1966, p. 206–212

The general dimensioning criteria and the way of using the logical processing and inlet elements of the A-type UNILOG elements are explained.

DC 62–523.18.001.3 : 16 UNILOG – A

Cuniţă, D. and *Tutunaru, I.* :

The outlet elements and the feeding sources of the A-type UNILOG system.

Automatica şi Electronica 10, nr. 5, sept-oct 1966, p. 213–218

The performances and main characteristics of the outlet elements and stabilised voltage sources of the A-type UNILOG system are pointed out.

DC 62–503.52.012. 6 UNILOG – A

Felea, I., Ionescu, C. and *Tecuceanu, M.* :

Circuits and blocks for time-dependent functions.

Automatica şi Electronica 10, nr. 5, sept – oct 1966, p. 218–225

The characteristics of the temporizing, memorizing, distributing, counting circuits and blocks from the A-type UNILOG system are given.

DC 62–523.18.002 UNILOG– A : 621.312

Andrei, Gh. :

The constructive solution of the A-type UNILOG static switching element system.

Automatica şi Electronica 10, nr. 5, sept-oct 1966, p. 225–229

The principles on which the choice of the constructive solution of the A-type UNILOG system is based are presented as well as the constructive characteristics of the principal blocks.

DC 62–523.18.004 UNILOG – A

Davidoviciu, A. :

The utilization of the A-type UNILOG static switching elements in the automatization installation.

Automatica şi Electronica 10, nr. 5, sept-oct 1966, p. 230–236

The advantages and disadvantages of the utilization of the A-type UNILOG elements in the automatization installations as well as the synthesis methods of the respective schemes are described.

DC 681.325.54 : 62–523.8 UNILOG –A

Lazăr, I. S. :

Digital computers achieved with static switching elements.

Automatica şi Electronica 10, nr. 5, sept – oct 1966, p. 236–242

The calculus stages of the optimal synthesis of a numerical computer of the parallel type using the elements of the A-type UNILOG system are presented.

DC 62–501.2.004.2 UNILOG – A

Ionescu, C. :

Signalling schemes with elements of the A-type UNILOG system.

Automatica şi Electronica 10, nr. 5, sept-oct 1966, p. 242–245

The way of working of a scheme with A-type UNILOG elements for signalling the break-downs in complex industrial installations is described.

DC 62–523.8.004.1 UNILOG – A : 621.876

Ionescu Delia and *Pozsar, Z.* :

A selective — collective control installation with A-type UNILOG static switching elements for person elevators.

Automatica şi Electronica 10, nr. 5, sept – oct 1966, p. 245–249

The program and principle schemes are given of an experimental control installation with A-type UNILOG elements for person elevators.

DC 62 – 523.8.004.1 UNILOG – A : 621.398

Negreanu, D., Radu, O. and *Mihăilescu Eliza* :

Uses of an A-type UNILOG statie switching elements in telemechanics.

Automatica şi Electronica 10, nr. 5, sept-oct 1966, p. 250 – 256

The utilization of the A-type UNILOG system in typical functions in telemechanical equipment with time separation is described.

NEWS 256 – 259

SOMMAIRE

CD 62 – 523.8.001.3 UNILOG – A

Toader, S. et *Argintaru, I.* :

Le système d'éléments de commutation statique UNILOG type A.

Automatica şi Electronica 10, no. 5, sept – oct 1966, p. 201 – 205

On présente les caractéristiques de la commutation statique ainsi que la structure générale du système UNILOG type A.

CD 62 – 523.8.001.3 : 16 UNILOG – A

Argintaru, I. et *Lungu Cristina* :

Eléments pour les schémas de travail logique et éléments d'entrée du système UNILOG type A.

Automatica şi Electronica 10, no. 5, sept-oct 1966, p. 206 – 212

On expose les critères généraux selon lesquels on établit les dimensions et le mode d'utilisation des éléments de travail logique, ainsi que les éléments d'entrée du système UNILOG type A.

CD 62 – 523.18.001.3 : 16 UNILOG – A

Cuniţă, D. et *Tutunaru, I.* :

Les éléments de sortie et les sources d'alimentation du système UNILOG type A.

Automatica şi Electronica 10, no. 5, sept-oct 1966, p. 213 – 218

On présente les performances et les caractéristiques principales, en vue de l'utilisation, des éléments de sortie et des sources de tension stabilisée faisant partie du système UNILOG type A.

CD 62 – 503.52 – 012.6 UNILOG – A

Pelea, I., Ionescu, C. et *Tecuceanu, M.* :

Circuits et blocs pour fonctions dépendantes de temps.

Automatica şi Electronica 10, no. 5, sept-oct 1966, p. 218 – 225

On indique les caractéristiques des circuits et des blocs de temporisation, de mémoire, distributeur, compteur, du système UNILOG Type A.

CD 62 – 523.18.002 UNILOG – A : 621.312

Andrei, Gh. :

La solution constructive du système de commutation statique UNILOG type A.

Automatica şi Electronica 10, no. 5, sept-oct 1966, p. 225 – 229

On présente les principes sur lesquels est basé le choix de la solution constructive du système UNILOG type A, ainsi que les caractéristiques constructives des principaux blocs.

CD 62 – 523.18.004 UNILOG – A

Davidoviciu, A. :

L'utilisation des éléments de commutation statique UNILOG type A pour les installations d'automation.

Automatica şi Electronica 10, no. 5, sept-oct 1966, p. 230 – 236

On décrit les avantages et les désavantages de l'utilisation des éléments UNILOG type A pour les installations d'automation ; on décrit en même temps les méthodes de synthèse des schémas respectifs.

CD 681.325.54 :62 – 523.8 UNILOG – A

Lazăr, I. S. :

Sommateurs numériques réalisés en utilisant des éléments de commutation statique.

Automatica şi Electronica 10, no. 5, sept-oct 1966, p. 236 – 242

On expose les différentes étapes de calcul en vue de réaliser la synthèse optima d'un sommateur numérique de type parallèle qui utilise les éléments du système UNILOG type A.

CD 62 – 501.2.004.2 UNILOG – A

Ionescu, C. :

Schémas de signalisation à éléments faisant partie du système UNILOG type A.

Automatica şi Electronica 10, no. 5, sept-oct 1966, p. 242 – 245

On montre le mode de fonctionnement d'un schéma de signalisation des avaries produites dans les installations industrielles complexes, schéma qui emploie les éléments UNILOG type A.

CD 62 – 523.8.004.1 UNILOG – A : 621.876

Ionescu Delia et *Pozsar, Z.* :

L'installation de commande sélective et collective destinée à un ascenseur pour personnes, réalisée à l'aide d'éléments de commutation statique UNILOG type A.

Automatica şi Electronica 10, no. 5, sept-oct 1966, p. 245 – 249

On présente le programme et les schémas de principe pour une installation expérimentale de commande d'un ascenseur de personnes, installation qui utilise des éléments UNILOG type A.

CD 62 – 523.8.004.1 UNILOG – A: 621. 398

Negreanu, D., Radu, O. et *Mihăilescu Eliza* :

Utilisations, en télémécanique, des éléments de commutation statique UNILOG type A.

Automatica şi Electronica 10, no. 5, sept-oct 1966, p. 250 – 256

On décrit l'utilisation du système UNILOG type A dans les fonctions typiques des équipements de télémécanique à séparation de temps.

ACTUALITÉS 256 – 259

COMITETUL DE REDACŢIE

Prof. ing. C. PENESCU, membru corespondent al Academiei Republicii Socialiste România — redactor responsabil ; conf. ing. S. FLOREA — redactor responsabil adjunct ; prof. ing. GH. CARTIANU, membru corespondent al Academiei Republicii Socialiste România ; dr. ing. S. CĂLIN ; prof. ing. S. CONDREA ; ing. I. CRIŞAN ; dr. ing. M. DRĂGĂNESCU ; ing. N. ILIOIU ; conf. ing. D. LĂZĂROIU ; ing. A. MIHAI ; ing. I. PAPADACHE ; conf. ing. R. STERE ; ing. M. SÎRBU ; ing. S. SOCOL ; ing. L. UZUN.

Revista „AUTOMATICA ŞI ELECTRONICA", organ al Ministerului Industriei Construcţiilor de Maşini şi al Consiliului Naţional al Inginerilor şi Tehnicienilor din Republica Socialistă România — Redacţia şi administraţia, Bucureşti, Str. Ion Ghica, nr. 3, Raion Tudor Vladimirescu. Telefon : 13.84.16. Revista este editată de M.I.C.M. Abonamentele se primesc la administraţia revistei. Instituţiile pot achita abonamentele pentru biblioteci şi cabinete tehnice în contul nostru de virament : Oficiul de documentare şi publicaţii tehnice M.I.C.M. cont 026002 Banca Naţională a Republicii Socialiste România —Filiala 30 Decembrie, Bucureşti.

Tarif pentru întreprinderi : 100 lei anual ; tarif pentru muncitori, tehnicieni şi ingineri : 30 lei anual. Costul unui exemplar : 5 lei.

Tiparul : Întreprinderea Poligrafică „Informaţia", str Brezoianu, nr. 23—25, Bucureşti, c. 3715

Taxele poştale plătite în numerar conform aprobării D.G.P.Tc. nr. 560/727/1965

40545

MŰSZAKI EGYETEM KÖNYVTÁRA DOKUMENTÁCIÓS OSZTÁLY 1883

AUTOMATICA și ELECTRONICA

REVISTĂ TEHNICO-ȘTIINȚIFICĂ DE AUTOMATICĂ, ELECTRONICĂ INDUSTRIALĂ ȘI TEHNICĂ NUCLEARĂ

ORGAN AL MINISTERULUI INDUSTRIEI CONSTRUCȚIILOR DE MAȘINI ȘI AL CONSILIULUI NAȚIONAL AL INGINERILOR ȘI TEHNICIENILOR DIN REPUBLICA SOCIALISTĂ ROMÂNIA

Vol. X (pag. 201—260) **nr. 5, septembrie—octombrie** **București, 1966**

Ing. S. TOADER și ing. I. ARGINTARU

Sistemul de elemente de comutație statică UNILOG tip A

1. Particularitățile comutației statice

Tehnologia modernă pune în tot mai mare măsură probleme ce nu pot fi rezolvate avantajos sau pur și simplu nu pot fi rezolvate altfel decît cu ajutorul tehnicii comutației statice.

Elementul de comutație clasic, releul cu contact mecanic, care s-a dovedit bun și este încă bun într-o serie de aplicații, devine în instalațiile mari care cuprind multe elemente necorespunzător, atît din punct de vedere al întreținerii, cît și din cel al siguranței de funcționare.

Cu cît o instalație este mai mare, crește posibilitatea defecțiunilor datorită elementelor, iar întreruperea la defectare devine mai costisitoare. Releul electromecanic devine inutilizabil și prin creșterea vitezei de lucru a echipamentelor de comandă și, respectiv, prin numărul mare de solicitări pe oră. De asemenea, folosirea contactelor mecanice în medii industriale dificile (industria chimică, minieră, siderurgică, a cimentului) pune probleme constructive speciale.

În aceste condiții, în ultimii 5 — 6 ani, în locul releelor clasice, electromagnetice, s-au impus tot mai mult elemente de comutație statică și îndeosebi elementele de comutație transistorizate. Aceste elemente pot comuta un circuit nu prin închiderea și deschiderea unui contact, ci folosind cele 2 stări extreme posibile pe care le poate lua un transistor de comutație, și anume starea de conducție (transistor saturat) sau de neconducție (transistor blocat).

Pe de altă parte, dezvoltarea tehnicii de calcul și de prelucrare logică a informației a pus în evidență existența unui anumit număr de tipuri de circuite funcționale ce se repetă frecvent în același ansamblu și sînt de asemenea comune multor ansamble diferite. Constatarea aceasta a permis adoptarea unei construcții modulare a schemelor, acestea putînd fi realizate din elemente și circuite tip, prin a căror asociere convenabilă este posibilă realizarea oricărei scheme de automatizare numerică.

Construcția modulară simplifică atît fabricația, cît și proiectarea și punerea în funcțiune a instalațiilor. Trebuie subliniat că, deși este vorba de realizarea unor scheme de comutație electronice, transistorizate, alcătuirea schemelor nu pune în general nici un fel de probleme electronice proiectanților de instalație respectivi, aceștia avînd să rezolve numai probleme de logică a circuitelor de comutație.

În plus, folosirea unor circuite și blocuri tipizate, dimensionate și încercate fiecare în parte în condițiile extreme de funcționare prevăzute, mărește siguranța întregului echipament. În concluzie, față de releul electromecanic, elementele de comutație statică transistorizată prezintă următoarele avantaje:

— întreținere practic neglijabilă;

— durată lungă de viață, indiferent de numărul de comutări;

— utilizare mai simplă în proiectare, elementele, circuitele și blocurile fiind tipizate pe funcțiuni;

— gabarit redus;

— viteză de lucru mai mare;

— funcționare în condiții grele de mediu;

— siguranță în funcționare mai mare.

2. Linii de orientare la elaborarea sistemului UNILOG tip A

Ca linie directoare inițială au fost propuse caracteristicile cuprinse în prospectele unor sisteme industriale existente [2]. In final, la adoptarea soluțiilor s-a ținut seamă de caracteristicile și posibilitățile pieselor fabricate în țară (I.P.R.S. — Băneasa).

Sistemul UNILOG (sistem UNIficat de elemente LOGice) fiind un sistem unificat, fiecare element trebuie să se adapteze la celelalte cuprinse în sistem, putînd comanda la ieșire

un număr de alte elemente. Pentru economicitate şi siguranţă la perturbaţii în funcţionare a elementelor sistemului a fost necesară utilizarea transistorului adoptat (EFT 322) în condiţii diferite de cele prevăzute în catalogul I.P.R.S., însă admisibile pentru transistorul funcţionînd în regim „tot sau nimic" [3], [4].

În consecinţă, în urma colaborării cu laboratorul fabricii I.P.R.S. — Băneasa, în cursul anilor 1962—1963, a fost elaborată o normă internă specială pentru transistoarele EFT 322, destinate utilizării în elementele UNILOG şi în general în schemele industriale. O metodă eficace folosită în cursul elaborării a fost aceea a experimentărilor, nu numai pe machete de laborator, dar şi pe instalaţii semiindustriale sau chiar industriale (comandă automată a unei freze, un optimizator). Pe baza rezultatelor astfel obţinute, prima variantă de elaborare a elementelor a putut fi substanţial îmbunătăţită.

În cursul asimilării în fabricaţie la uzina „Electromagnetica" a sistemului UNILOG tip A, începînd din anul 1962, au fost îmbunătăţite soluţiile constructive şi de fabricaţie, atît pentru modulele elementare, cît şi pentru plăcile tip cu cablaj imprimat (blocuri UNILOG). Au fost asimilate în cadrul sistemului un sertar tip (sertar UNILOG) pentru asamblarea plăcilor cu cablaj imprimat, cum şi un dulap tip (dulap UNILOG) cu trei tipodimensiuni. De asemenea a fost asimilat un tip de conector cu 35 de contacte (conector UNILOG), ce oferă o siguranţă suficientă prin presiunea mare pe contact pe care o realizează. În trimestrul al treilea 1964 au fost livrate primele elemente realizate în secţiile de fabricaţie ale uzinei.

3. Structura şi caracteristicile tehnice generale ale sistemului UNILOG tip A

Sistemul UNILOG tip A cuprinde [9], [10]:

A. *Elemente pentru scheme de prelucrare* (*tabela 1 a*).

Prin combinarea elementelor acestei grupe se pot obţine toate circuitele necesare realizării:

— funcţiilor dependente de timp, caracteristice schemelor cu logică secvenţială [7], [12], [13];

— funcţiilor logice pentru schemele cu logică combinatorie [1], [11];

— funcţiilor de numărare, caracteristice blocurilor de prelucrare numerică şi calcul industrial [7], [14].

B. *Circuite pentru numărătoare şi registre* (*tabela 1 b*). Aceste circuite sînt realizate cu elementele din tabela 1 a, asociate cu o serie de piese suplimentare (diode, condensatoare, rezistenţe), montate direct pe placa de asamblare; circuitele constituie „celulele" care stau la baza alcătuirii numărătoarelor de impulsuri, a divizoarelor de frecvenţă şi a registrelor de deplasare [7].

C. *Elemente de intrare* (*tabela 1 c*) pentru adaptarea semnalelor furnizate de diverse surse de informaţie (traductoare, limitatoare de cursă etc.) la cerinţele impuse semnalelor de comandă UNILOG. Elementele de intrare [5] sînt destinate deci fie pentru a reface forma şi amplitudinea semnalelor de intrare corespunzător semnalului standard UNILOG, fie pentru a opri intrarea semnalelor parazite (suprapuse semnalelor utile) în schema de prelucrare.

D. *Elemente de ieşire* (*tabela 1 d*) menite să amplifice puterea relativ slabă a semnalelor rezultate la ieşirea schemei de prelucrare logică pînă la puterea necesară acţionării releelor, contactoarelor, electrovalvelor etc. [6].

E. *Surse de alimentare* (*tabela 1 e*). Includerea în sistem a unor surse speciale avînd caracteristici superioare [6] redresoarelor standard (în principal, toleranţă a tensiunilor furnizate şi impedanţă internă mult mai mică) măreşte posibilităţile de utilizare şi funcţionare sigură a elementelor sistemului UNILOG şi a schemelor realizate cu aceste elemente.

F. *Elemente de asamblare* (*tabela 1 f*). Includerea în sistem a unor elemente tipizate permite nu numai realizarea modulară a elementelor sistemului şi construcţia unitară a echipamentelor respective, dar şi obţinerea unei siguranţe mai mari în funcţionare, prin construcţii mai sigure decît cele de uz general (de exemplu, conectoarele tipizate UNILOG) [8]. Elementul principal de asamblare, blocul UNILOG, este constituit dintr-o placă cu circuit imprimat, echipată cu module şi eventual piese şi prevăzută cu ramă mîner şi 35 contacte fişă.

G. *Blocuri tipizate UNILOG* (*tabela 1 g*). Blocurile tipizate UNILOG reprezintă blocuri cu cablaj imprimat şi echipare specifice. Lista principalelor blocuri tipizate elaborate pînă în prezent şi aflate unele în fabricaţie, iar altele în curs de asimilare, este dată de tabela 1 g. Realizarea unor blocuri tipizate alcătuite din module şi circuite elementare UNILOG reprezintă o treaptă superioară de tipizare, care permite în mai mare măsură elaborarea şi construcţia modulară a echipamentului de prelucrarea logică sau de calcul.

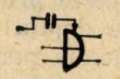
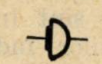
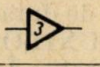
Tipizarea la nivelul blocurilor UNILOG are în vedere 2 direcţii principale:

— tipizări funcţionale, şi anume: realizarea de blocuri tipizate îndeplinind anumite funcţii tip (blocuri numărătoare, registre, decodificatoare, sumatoare etc.), în general funcţii de calcul;

— tipizări constructive pornind de la frecvenţa utilizării în diverse echipamente a unor anumite structuri de plăci cu cablaj imprimat (fără ca blocul în ansamblu să îndeplinească o anumită funcţie tip).

Tabela 1

Elemente componente ale sistemului UNILOG tip A

Elementul	Simb.	Semn conv.	Alcătuire
a. Elemente pentru scheme de prelucrare			
Elementul NICI	N		Modul elementar
Elementul TIMP	T		Modul elementar
Repetor pe EMITOR	RE		Modul elementar
Element SI pasiv	ŞI-p		Modul elementar
b. Circuite pentru numărare şi registre			
Celulă pt. distribuitor	D		2 module N
Celulă binară	B		2 module N + + 1 modul T
Celulă pentru registru	Rg		2 module N
c. *Elemente de intrare*			
Tampon (separator)	S		Modul elementar
Adaptor intrare	A.I.		Placă cu cablaj imprimat
Formator de impuls	F.I.		2 module N
Generator de impulsuri	G.I.		2 module N + + 2 module T
d. *Elemente de ieşire*			
Amplificator 1W	A1		Modul elementar
Amplificator 3W	A3		2 module elementare
Amplificator 8W	A8		1 modul + + 1 transistor de medie putere
Amplificator 100 (50) W	A–100 (50)		Bloc UNILOG
Amplificator basculant 100 (50) W	AB–100 (50)		Bloc UNILOG

Elementul	Simb.	Semn conv.	Alcătuire
e. *Surse de alimentare*			
Sursă de tensiuni stabilizate	STS 24/1		Sertar UNILOG
Sursă de tensiuni stabilizate	STS 24/5		Sertar UNILOG

f. *Elemente de asamblare*

Denumirea	Capacitatea
Bloc UNILOG	16 module elementare
Conector UNILOG	35 contacte
Sertar UNILOG	16 blocuri UNILOG
Dulap UNILOG	3 tipodimensiuni pentru 4, 7, 10 sertare UNILOG

g. *Blocuri tipizate principale*

Blocul	Simbol
Bloc cu $n = 1 \ldots 6$ celule distribuitoare	nD
Bloc comandă distribuitor	KD
Bloc numărător binar serie	NBIS
Bloc numărător binar reversibil	NB1R
Bloc numărător binar zecimal	NB1Z
Bloc semnalizare avarii	ISA
Bloc comandă pt. circuite de semnalizare avarii	KSA
Bloc sumator pt. convertor binar-zecimal	CBZ–S
Bloc de decodificare pt. convertor binar-zecimal	CBZ–D
Bloc cu 6 circuite poartă tip 1	P1
Bloc cu 4 circuite memorie cu o poartă fiecare	4MP1
Bloc cu $n = 2$, 4 sau 6 memorii independente	nM
Bloc cu 8 module NICI independente	E8N
Bloc cu $n = 4$, 8 sau 12 amplificatoare de 1W pt. lămpi de semnalizare	nA1S
Bloc cu 6 module NICI şi 6 module REPETOR independente	E6N6R

Ambele tipuri de tipizări se dovedesc avantajoase atît din punct de vedere tehnic, deoarece simplifică munca de proiectare şi de fabricare a echipamentelor, cît şi din punct de vedere economic, deoarece conduc la subansamble puţine, produse în serie mare.

Caracteristici şi utilizări de blocuri tipizate funcţional sînt prezentate în [7], [12], [14].

Caracteristicile generale ale elementelor sistemului UNILOG tip A sînt :

— tensiunile de alimentare :

pentru elementele schemei de prelucrare logică $\begin{cases} E_C = -24\ V \pm 3\% \\ E_B = +24\ V \pm 2\% \end{cases}$

pentru elementele de putere (de ieşire) $\begin{cases} V_C = -24\ V + 10 \ldots \\ \quad \ldots -20\% \\ V_B = +24\ V + 10 \ldots \\ \quad \ldots -15\%; \end{cases}$

— frecvenţa maximă a impulsurilor de comandă 0 ... 5 kHz ;

— temperatura mediului ambiant — 10°C ... +50°C ;

— semnalul standard UNILOG :
pentru „1"-logic —11,8 ... —24 V ;
pentru „0"-logic 0 ... —0,2 V ;

— sarcina standard UNILOG (echivalentă cu impedanţa de intrare a unui element NICI, element fundamental al sistemului) 15 kΩ.

4. Domenii de aplicare a sistemului UNILOG tip A

Sistemul UNILOG tip A este destinat, după cum s-a arătat, unui domeniu foarte larg de utilizari industriale privind : automatizările secvenţiale, comanda program, dispozitivele de calcul industrial, echipamentele de telemecanică, sistemele de alarmă şi semnalizare etc., pentru care nu se cere o viteză prea mare de funcţionare (maximum 5 000 Hz). Este de subliniat că această viteză satisface marea majoritate a utilizărilor industriale.

Pentru ilustrarea diversităţii domeniilor de aplicare se pot enumera ramurile industriale acoperite de cele peste 30 proiecte (realizate sau în curs de realizare) cu elemente UNILOG tip A :

Telemecanică :	— conducte de gaze ; — staţii I.T.B. ; — staţii de transformare ; — staţii de radioficare ; — reţeaua hidrometrică R.S.R.
Comandă program :	— sonde petrol ; — maşini-unelte ; — prese de călcat îmbrăcăminte.
Dispozitive de calcul :	— optimizator industrial ; — siderurgie — bluming etc.
Comandă secvenţială :	— maşini-unelte ; — instalaţie pentru ascensoare.
Control centralizat :	— controlul temperaturii în silozuri ; — dispecerizarea benzilor de confecţii în industria încălţămintei.

Pînă în prezent (începînd din trimestrul al treilea 1964) au fost date în exploatare şapte instalaţii (în industria metalurgică, a petrolului, tăbăcăriei şi încălţămintei), fiecare cuprinzînd, după caz, 100 pînă la 1 300 de module UNILOG. Funcţionarea elementelor UNILOG în aceste prime instalaţii industriale a confirmat pe deplin aşteptările. Desigur că o apreciere generală pentru un astfel de sistem transistorizat se poate efectua numai pe baza unei funcţionări mai îndelungate, de minimum 4 — 5 ani. Însă din comportarea de pînă acum, în curs de aproape doi ani, a primelor instalaţii industriale a rezultat că elementele UNILOG prezintă stabilitatea şi siguranţa necesare funcţionării industriale. Printre altele a fost constatată stabilitatea bună faţă de semnalele perturbatoare care sînt în general inevitabile în cadrul instalaţiilor industriale. O parte din echipamentele menţionate se execută în prezent într-un număr mare de exemplare (dispecerizarea benzii de confecţii — încălţăminte 17 bucăţi ; comandă program spălare filtre apă 5 bucăţi ; dozator pentru cîntare automate circa 30 de bucăţi), alte echipamente fiind prevăzute să fie multiplicate în viitor.

5. Aspecte privind siguranţa în funcţionare

La IPA au fost organizate (1964), în colaborare cu specialiştii de la I.P.R.S., lucrări pentru determinarea cantitativă a siguranţei în funcţionarea de durată a elementelor UNILOG tip A. Se urmăreşte determinarea stabilităţii în funcţionarea de durată a pieselor componente şi elementelor UNILOG, utilizînd metoda îmbătrînirii accelerate. În paralel este organizată urmărirea statistică a funcţionării instalaţiilor industriale echipate cu elemente UNILOG tip A ; pînă în prezent s-au totalizat circa 16 milioane ore × transistor, fără a se înregistra defecţiuni.

Concluziile şi eventualele observaţii rezultate din aceste studii vor permite în continuare îmbunătăţirea şi completarea structurii sistemului şi tehnologiei de fabricaţie. În cursul

elaborării, obţinerea unei siguranţe cît mai mari în funcţionare a constituit unul dintre criteriile principale care au stat la baza dimensionării elementelor sistemului.

a) În general este cunoscut faptul că siguranţa în funcţionare „tot sau nimic" este mai mare (de exemplu [15] cu cel puţin un ordin de mărime) decît în regim de amplificare, aceasta pentru că, în regim de comutaţie, transistorul este solicitat sau la tensiune sau la curent, niciodată la ambele simultan. În dimensionarea elementelor după metoda cazului „cel mai rău" au fost incluse rezerve suficient de mari pentru a asigura stabilitatea acestor două stări extreme de funcţionare în condiţiile industriale cele mai defavorabile [5].

b) Pentru fabricarea elementelor UNILOG sînt prevăzute :

— sortarea după norme cu exigenţe sporite a transistoarelor achiziţionate, ceea ce permite înlăturarea transistoarelor mai slabe congenital şi asigurarea unor rezerve importante în ceea ce priveşte parametrii limită ai acestora ;

— verificarea de către uzina producătoare (uzina „Electromagnetica") înainte de asamblare a fiecărei piese componente (transistoare, rezistenţe etc.).

În ceea ce priveşte siguranţa în funcţionare mai trebuie subliniat că realizarea modulară a elementelor sistemului permite reducerea la minimum a duratei întreruperilor în caz de defecţiuni, elementele defectate putînd fi rapid depistate şi înlocuite cu elemente de rezervă.

6. Direcţii de dezvoltare în viitor a sistemului UNILOG tip A

În prezent se lucrează la elaborarea unui număr de elemente noi, ca : circuitul de memorie permanentă, un bloc pentru temporizări mari, un circuit discriminator de nivel, care toate sînt destinate să completeze structura sistemului UNILOG tip A.

De asemenea, pentru obţinerea unui grad superior de tipizare este în curs proiectarea la IPA şi asimilarea la U.E.M. a unui număr de noi blocuri funcţionale tipizate realizate cu module UNILOG tip A, menite după cum s-a arătat să simplifice şi mai mult munca proiectanţilor de echipamente.

În sfîrşit, pentru anii următori se prevede, în funcţie de asimilarea în ţară a fabricării transistoarelor de tip planar, trecerea elementelor UNILOG pe transistoare cu siliciu.

BIBLIOGRAFIE

[1] Davidoviciu, A. *Utilizarea elementelor de comutaţie statică UNILOG tip A în instalaţiile de automatizare.* În : Automatica şi Electronica, nr. 5, 1966, p. 230—236.

[2] *Prospectele sistemelor unitare de comutaţie statică NORBIT—MULLARD, SIMATIC şi SIMATIC—N-SIEMENS, MINILOG — ELLIOTT, BROWN BOVERI.*

[3] Argintaru, I. şi Lungu, C. *Sistem unitar de blocuri de comutaţie statică UNILOG.* Comunicare la simpozionul IPA 1962.

[4] Argintaru, I., Lungu, C. şi Kaszony, L. *Elementele NICI şi TIMP din sistemul UNILOG tip A.* Comunicare la sesiunea tehnico-ştiinţifică IPA, 1965.

[5] Argintaru, I. şi Lungu, C. *Elementele pentru scheme de prelucrare logică şi elementele de intrare ale sistemului UNILOG tip A.* In : Automatica şi Electronica, nr. 5, 1966, p. 206—212.

[6] Cuniţă, D. şi Tutunaru, I. *Elementele de ieşire şi sursele de alimentare ales sistemului UNILOG tip A.* In : Automatica şi Electronica, nr. 5, 1966, p. 213—218.

[7] Felea, I., Ionescu, C. şi Tecuceanu, M. *Circuite şi blocuri pentru funcţiuni dependente de timp.* In : Automatica şi Electronica, nr. 5, 1966, p. 218—225.

[8] Andrei, Gh. *Soluţia constructivă a sistemului de elemente de comutaţie statică UNILOG tip A.* În : Automatica şi Electronica, nr. 5, 1966, p. 225—229.

[9] *Instrucţiuni de folosire a elementelor sistemului de comutaţie statică UNILOG tip A.* Proiect IPA 186. 1—18, 1963.

[10] *Nomenclatorul produselor U.E.M. ce fac parte din sistemul de comutaţie statică UNILOG tip A.*

[11] Lazăr, I. S. *Sumatoare numerice realizate cu elemente de comutaţie statică.* In : Automatica şi Electronica, nr. 5, 1966, p. 236—242.

[12] Ionescu, C. *Scheme de semnalizare cu elemente ale sistemului UNILOG tip A.* În : Automatica şi Electronica, nr. 5, 1966, p. 242—245.

[13] Ionescu, D. şi Pozsar, Z. *Instalaţia de comandă selectiv-colectivă pentru ascensor de persoane, realizată cu elemente de comutaţie statică UNILOG tip A.* În : Automatica şi Electronica, nr. 5, 1966, p. 245—249.

[14] Negreanu, D., Radu, O. şi Mihăilescu, E. *Utilizări ale elementelor de comutaţie statică UNILOG tip A în telemecanică.* In : Automatica şi Electronica, nr. 5, 1966, p. 250—256.

[15] Shwop, J. *Semiconductor reliability.* Londra, 1961.

Ing. I. ARGINTARU şi ing. CRISTINA LUNGU

Elementele pentru scheme de prelucrare logică şi elementele de intrare ale sistemului UNILOG tip A

1. Criterii generale de dimensionare a elementelor

Sistemul unificat de elemente de comutaţie statică UNILOG tip A este destinat unui domeniu larg de utilizări industriale; în consecinţă, siguranţa în funcţionare şi economicitatea elementelor sistemului au fost considerate în cursul elaborării ca deosebit de importante. S-a avut în vedere asigurarea următoarelor caracteristici generale :

— funcţionarea corectă în condiţii extreme privind toleranţele pieselor componente, temperatura mediului ambiant şi tensiunile de alimentare;

— insensibilitatea în limite largi faţă de semnale perturbatoare;

— un număr cît mai redus de elemente necesare pentru realizarea unei instalaţii (deci o posibilitate de defectare mai redusă şi instalaţii mai ieftine);

— folosirea de piese componente uzuale sau care admit o sortare economică;

— consum raţional de putere pe element.

Aceste deziderate sînt în mare parte contradictorii, astfel încît în cursul elaborării a fost necesară găsirea unui compromis optim. Funcţionarea elementelor în regim „tot sau nimic" prezintă ca avantaj principal posibilitatea adoptării unor rezerve mari în ceea ce priveşte asigurarea stabilităţii celor două stări extreme (de saturare, respectiv de blocare) în care poate funcţiona transistorul într-un element de comutaţie. Admiţînd în cursul proiectării toleranţe mari ale pieselor componente şi ale tensiunilor de alimentare, rezultă atît o siguranţă mai mare în funcţionare (prin reducerea posibilităţilor de defectare din cauza „alunecării" parametrilor pieselor componente etc.), cît şi piese componente şi surse de alimentare mai ieftine.

Pe de altă parte însă, admiţînd toleranţe (rezerve) prea mari, cresc exagerat de mult puterea disipată şi de asemenea numărul de elemente pentru o instalaţie dată; aceste consecinţe determină la rîndul lor o creştere a posibilităţilor avariilor prin defectarea bruscă, „catastrofică", a pieselor componente. Alura acestei interdependenţe dintre probabilitatea defectării „prin alunecare" şi a celei „catastrofice" este ilustrată în [1].

Elementele sistemului UNILOG tip A au fost astfel dimensionate încît să lucreze corect chiar în eventualitatea însumării tuturor toleranţelor extreme prevăzute pentru piese, tensiuni, temperatură, în sensul cel mai defavorabil. În funcţionarea reală, dat fiind numărul suficient de mare de parametri incluşi în calcul, parametri ce variază în cea mai mare parte independent unii faţă de ceilalţi, realizarea „cazului cel mai rău" este foarte puţin probabilă. În felul acesta s-a obţinut un sistem uşor supradimensionat şi deci cu o bună siguranţă în funcţionare.

2. Elemente pentru scheme de prelucrare logică

2.1. *Elementul NICI (N)*

După cum s-a arătat, elementul NICI este elementul de bază al sistemului UNILOG, el stînd la baza alcătuirii tuturor funcţiilor necesare schemelor de prelucrare. De exemplu, în figura 1 se arată cum, cu unul sau mai multe elemente NICI, se pot realiza funcţiile logice fundamentale (în algebra logicii) NU, SAU, ŞI.

2.1.1. *Criteriile de proiectare ale elementului NICI.* Ca element fundamental al sistemului, elementul NICI determină în mare măsură caracteristicile generale ale acestuia, ca : semnal standard UNILOG, sarcină standard UNILOG, frecvenţă maximă de lucru etc. Schema elementului este arătată în figura 2.

Pentru semnal „1" (— 11,8... — 24 V) existent la cel puţin una dintre intrări transistorul este saturat, la ieşirea elementului apărînd

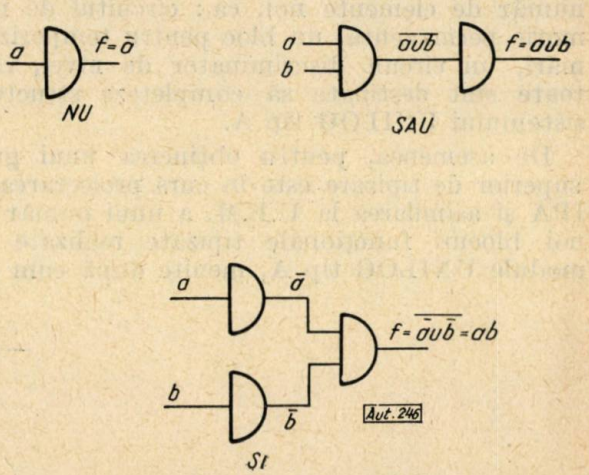


Fig. 1. Funcţii logice realizate cu elemente NICI.

semnal „0" (0 ... — 0,2 V); la ieşire va apărea semnal „1" numai dacă la nici una dintre intrări nu va exista semnal „1" (în acest caz transistorul este blocat). Pentru transistorul

aflat în stare de saturare se poate scrie relaţia (fig. 3):

$$\underline{R}_B = \frac{\overline{E}_B + U_{EB}}{\frac{(M-1)(U_{CE\,(sat)} - U_{EB})}{\underline{R}_A} + \frac{(\underline{E}_C - \overline{I}_{CBO}\,\overline{R}_E - U_{EB})\,\underline{R}_A}{\overline{R}_C\,\underline{R}_A + \overline{R}_A\,\overline{R}_C(N-1) + \underline{R}_A - \overline{R}_A} - \frac{\overline{E}_C - \underline{U}_{CE\,(sat)}}{\underline{h}_{21E}\cdot\underline{R}_C}},$$

iar pentru starea de blocare, relaţia (fig. 4):

$$\overline{R}_B = \frac{\underline{E}_B - \underline{U}_{BE}}{\frac{\underline{U}_{BE} + U_{CE\,(sat)}}{\underline{R}_A/M} + \overline{I}_{CBO}},$$

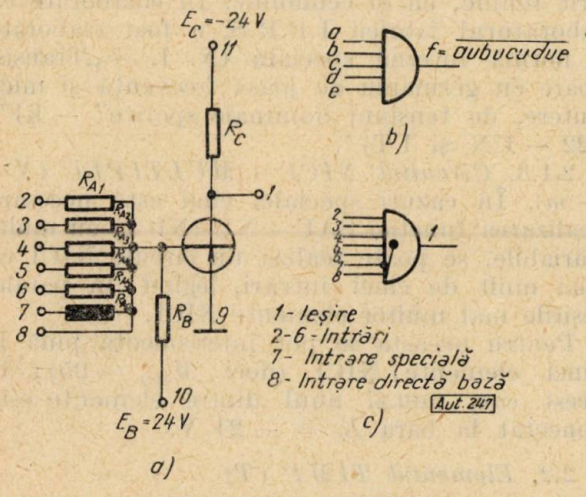


Fig. 2. Elementul NICI:
a – schema electrică; *b* – semnul convenţional pentru funcţie; *c* – semnul convenţional pentru modul.

simbolurile avînd următoarele semnificaţii:

h_{21E}	— factorul de amplificare static de curent;
I_{CBO}	— curentul rezidual la blocare în schema EC;
$U_{CE\,(sat)}$	— tensiunea reziduală de saturaţie;
U_{EB}	— tensiunea emitor-bază la saturaţie;
U_{BE}	— tensiunea bază-emitor la blocare;
M	— numărul maxim de intrări ale elementului NICI;
N	— numărul maxim de ieşiri ale elementului NICI; o bară deasupra (dedesubtul) unui simbol indică valoarea maximă (minimă) a mărimii respective.

Omiţînd deocamdată toleranţele rezistenţelor R_A şi R_B, cele 2 relaţii pot fi reprezentate într-o diagramă (fig. 5) avînd ca variabile aceste două rezistenţe, iar ca parametru constant numărul N de sarcini admisibile pe element; celelalte mărimi intervin ca mărimi constante, avînd toleranţele extreme în sensurile cele mai defavorabile.* Rezistenţa R_C se alege adoptînd atît o putere convenabilă pe element (din punctul de vedere al consumului de la sursă, al pragului de perturbaţie al elementului şi al scăderii factorului de amplificare al transistorului), cît şi o bună adaptare cu sarcina. Pentru o blocare şi o saturare sigură trebuie să se aleagă, pentru rezistenţele R_A şi R_B, o pereche de valori corespunzătoare unui punct din intervalul domeniului delimitat de cele două curbe caracteristice.

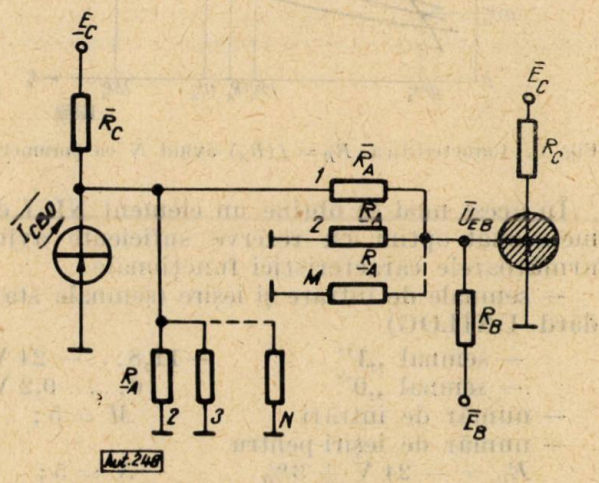


Fig. 3. Schema echivalentă a elementului NICI pentru semnal „1" la intrare.

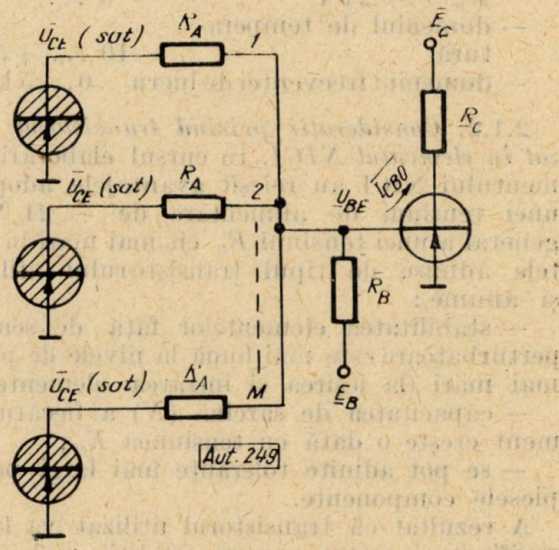


Fig. 4. Schema echivalentă a elementului NICI pentru semnal „0" la intrare.

* S-a considerat dublarea în timp a toleranţelor iniţiale ale rezistenţelor, iar pentru transistoare, dublarea în timp a curentului rezidual de colector şi scăderea cu 25% a factorului iniţial de amplificare în curent (a valorii minime de sortare).

Considerînd şi toleranţele extreme ale acestor rezistenţe pentru perechea de valori aleasă şi pentru o anumită valoare N, se trasează un dreptunghi ale cărui laturi nu trebuie să depăşească curbele limită.

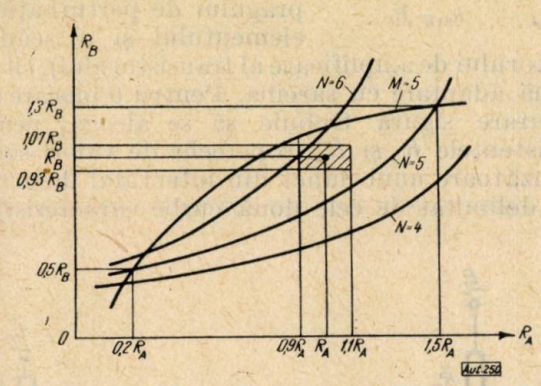


Fig. 5. Caracteristica $R_B = f(R_A)$ avînd N ca parametru.

În acest mod se obţine un element NICI dimensionat optim cu rezerve suficiente avînd următoarele caracteristici funcţionale:

— semnale de intrare şi ieşire (semnale standard UNILOG)

— semnal „1"	$-11{,}8 \ldots -24$ V;
— semnal „0"	$0 \ldots -0{,}2$ V;
— număr de intrări	$M = 5$;
— număr de ieşiri pentru $E_C = -24$ V $\pm 3\%$	$N = 5$;
pentru $E_C = -24$ V $(+10 \ldots -15\%)$	$N = 4$;
— toleranţele tensiunii $E_B = +24$ V	$-5 \ldots +2\%$;
— domeniul de temperatură	$-10 \ldots +50°C$;
— domeniul frecvenţei de lucru	0...5 kHz.

2.1.2. *Consideraţii privind transistorul utilizat în elementul NICI.* În cursul elaborării elementului NICI au reieşit avantajele adoptării unei tensiuni de alimentare de — 24 V (în general a unei tensiuni E_C cît mai mari în limitele admise de tipul transistorului utilizat), şi anume:

— stabilitatea elementelor faţă de semnale perturbatoare este mai bună la nivele de putere mai mari (la ieşirea şi intrarea elementelor);

— capacitatea de sarcină (N) a fiecărui element creşte o dată cu tensiunea E_C;

— se pot admite toleranţe mai largi pentru piesele componente.

A rezultat că transistorul utilizat va trebui verificat şi sortat pentru condiţii mai severe decît cele indicate în catalogul I.P.R.S. pentru tipul EFT 322. Din literatură [3] şi din măsurări statistice IPA a rezultat că siguranţa în funcţionare a transistoarelor este determinată nu numai de parametrii lor esenţiali, prevăzuţi în general în condiţiile de recepţie (N.I.), dar de asemenea şi de unele caracteristici, secundare pentru definirea produsului, care pot fi primordiale în utilizările industriale şi care ilustrează calitatea tehnologiei de fabricaţie şi stabilitatea caracteristicilor lor în timp. Un criteriu suficient de concludent prentru aceasta îl reprezintă tensiunile de străpungere şi curenţii inverşi măsuraţi pe cele două joncţiuni ale transistoarelor. Pe baza unor măsurări statistice efectuate în cursul anilor 1962 — 1963 pe un total de peste 5 000 de transistoare din diverse loturi s-a stabilit că sortarea şi utilizarea mai exigentă a transistoarelor tip EFT 322 pentru sistemul de comutaţie statică UNILOG tipA sînt nu numai necesare dar şi admisibile, atît tehnic, cît şi economic. În colaborare cu laboratorul fabricii I.P.R.S. a fost elaborată o normă internă specială (N. I. — „Transistoare cu germaniu de joasă frecvenţă şi mică putere, de tensiuni nominale sporite" — EFT 322 — UN şi UT) *.

2.1.3. *Circuitul NICI — MULTIPLU* (N — m). În cazuri speciale, cînd este necesară realizarea funcţiei SAU — NU (NICI) cu multe variabile, se poate realiza un circuit NICI cu mai mult de cinci intrări, legînd în paralel ieşirile mai multor elemente NICI.

Pentru aceasta se pot interconecta pînă la cinci elemente NICI (deci $M_{max} = 25$); în acest caz, numai unul dintre elemente este conectat la bara $E_C = -24$ V.

2.2. *Elementul TIMP* (T)

Elementul TIMP din sistemul UNILOG tip A permite, în combinaţie cu elemente NICI, realizarea diverselor circuite de temporizare sau întîrziere (pentru memorizarea temporară a informaţiei) şi a celulei de numărare (pentru alcătuirea numărătoarelor) [4]. În stare stabilă, elementul TIMP (fig. 6) este saturat,

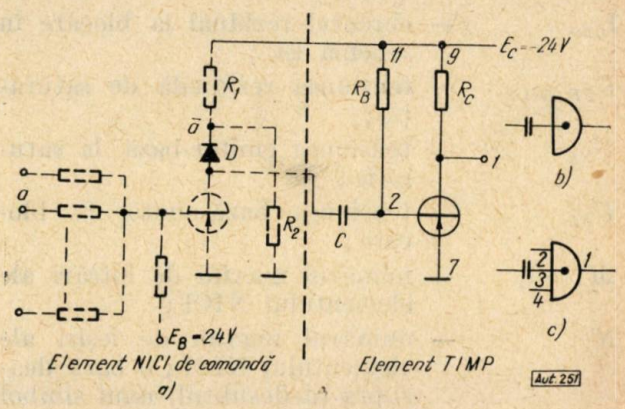


Fig. 6. Elementul TIMP:
a — schema electrică, în cazul comandării printr-un element NICI; *b* — semnul convenţional pentru funcţie; *c* — semnul convenţional pentru modul.

avînd deci semnal „0" la ieşire. La aplicarea unui salt pozitiv la intrarea sa (bascularea de la „1" la „0" a ieşirii elementului NICI de co-

* Transistorul tip EFT 322 — UN este destinat elementului NICI şi altor elemente din sistem, iar EFT 322 — UT, elementului TIMP.

mandă), prin diferenţierea acestui salt de către condensatorul C pe baza transistorului elementului TIMP apare o tensiune pozitivă care blochează transistorul; semnalul „1", rezultat astfel la ieşire, are o durată t ce depinde de constanta de timp R_B C. Durata temporizării poate fi stabilită prin alegerea unei valori corespunzătoare pentru condensatorul C — exterior modulului — sau prin înlocuirea rezistenţei R_B cu un potenţiometru, de asemenea exterior modulului.

Pentru o funcţionare corectă a elementului TIMP s-a urmărit ca prin dimensionare să se asigure cu o rezervă suficientă :

a) saturarea transistorului în stare stabilă a elementului (deci R_B mic şi h_{21E} mare);

b) stabilitatea duratei temporizării la variaţiile temperaturii (deci R_B mic şi I_{CLO} mic);

c) stabilitatea faţă de salturile pozitive întîmplătoare ale tensiunii de alimentare (ceea ce presupune R_B mic şi h_{21E} mare);

d) funcţionarea corectă a transistorului la supratensiunile tranzitorii ce apar pe joncţiunile sale în stare cvasistabilă (ceea ce impune limitarea acestor tensiuni şi sortarea corespunzătoare a transistorului).

În ceea ce priveşte rezistenţa R_B, aceasta nu poate fi luată mult prea mică, pentru că ar rezulta :

— valori corespunzătoare prea mari pentru condensatorul C, pentru o temporizare dată ;

— o scădere a vitezei de răspuns a elementului prin creşterea timpului de stocare.

De asemenea, parametrii h_{21E} şi I_{CBO} ai transistorului trebuie limitaţi din considerente de economicitate a sortării.

Pentru ca salturile pozitive parazite $+\Delta E_C$, apărute pe bara de alimentare E_C, să nu poată produce semnal fals „1" la ieşirea elementului TIMP aflat în stare stabilă (transistor saturat), trebuie satisfăcută următoarea relaţie (fig. 7) :

$$\dot{I}_{RB} - \frac{\Delta E_C}{R_B} - \frac{\Delta E_C}{R_1 + R_{inv}\, D} > \frac{\dot{I}_C}{h_{21\,E}}.$$

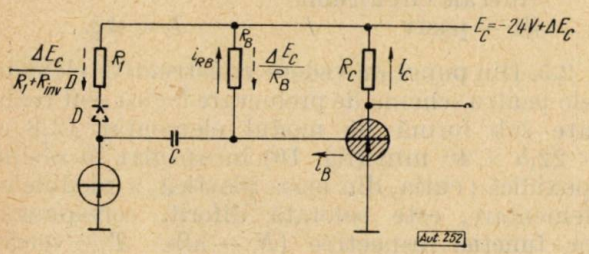


Fig. 7. Schema echivalentă a elementului TIMP (comandat de un element NICI) la apariţia unui salt pozitiv de tensiune ΔE_C pe bara de alimentare.

Deoarece curentul I_C nu poate fi micşorat (rezistenţa R_C de colector a elementului TIMP a fost aleasă, din motive de unificare în sistem, de aceeaşi valoare cu cea a elementului fundamental NICI), s-a urmărit mărirea rezistenţei echivalente R_1. În acest scop s-a introdus o diodă D (fig. 7) în serie cu rezistenţa de colector al elementului NICI de comandă ; dioda se montează cu exteriorul modulului. În funcţionare normală, dioda D este polarizată direct, deci nu modifică în măsură importantă schema ; în schimb, la apariţia salturilor pozitive de tensiunea ΔE_C, ea opune curentului perturbator o rezistenţă mare (rezistenţa ei inversă).

Pentru a nu şunta rezistenţa inversă a diodei la apariţia unui salt pozitiv perturbator, sarcinile rezistive ale elementului NICI de comandă se conectează nu direct pe ieşirea elementului NICI, ci după diodă (rezistenţa de sarcină R_2 în fig. 6). Pentru a asigura stabilitatea termică a elementelor comandate din punctul $\bar{a}$ (fig. 6) este necesară o diodă cu cădere de tensiune directă mică ; în consecinţă se utilizează una dintre joncţiunile unui transistor de mică putere şi joasă frecvenţă. *

Pentru limitarea supratensiunilor tranzitorii ce apar pe baza transistorului TIMP s-a introdus divizorul de tensiune R_1, R_2 (fig. 6), rezistenţa R_2 fiind echivalentă cu trei sarcini standard UNILOG tip A ; de asemenea, transistorul este sortat cu o rezervă importantă pentru tensiunile inverse maxime ce apar pe joncţiuni. Caracteristicile principale ale elementului TIMP sînt următoarele :

— semnalul de ieşire	semnal standard UNILOG ;
— capacitatea de sarcină	$N = 5$ sarcini standard ;
— durata semnalului „1" de ieşire (funcţie de numărul de sarcini N al elementului de comandă)	$t = (14{,}5-17)$ C (ms, μF) ;
— variaţia temporizării funcţie de temperatură	$\pm 10\%$;
— saltul pozitiv maxim admisibil pe bara de alimentare $E_C = -24$ V	$33\%\, E_C$.

2.3. *Elementul REPETOR pe EMITOR (RE)*

Elementul RE (fig. 8) este destinat multiplicării numărului de ieşiri al elementelor NICI şi TIMP ; el nu schimbă valoarea logică a semnalului aplicat la intrare. Elementul RE poate comanda pînă la 20 de sarcini standard UNILOG. Pentru limitarea puterii disipate pe transistor au fost introduse rezistenţa R_C şi dioda D [5] :

— rezistenţa R_C asigură saturarea transistorului pentru semnal „1" ;

* Această soluţie permite recuperarea transistoarelor care, la sortare, prezintă un factor de amplificare h_{21E} în afara limitelor admise.

— dioda D limitează, pentru semnal „0", deschiderea transistorului datorită curenților injectați în emitorul transistorului repetorului de către circuitele comandate care, pentru semnal „0" aplicat la intrare, au baza pozitivă în raport cu masa.

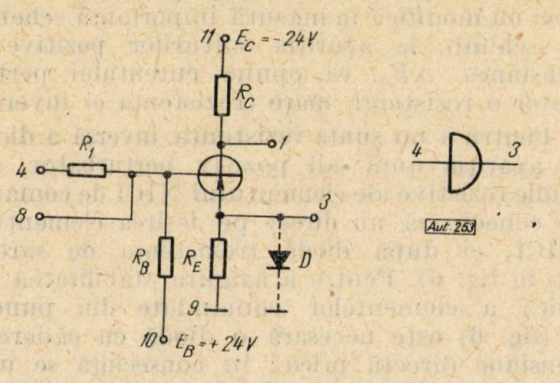


Fig. 8. Elementul REPETOR pe EMITOR :
a — schema electrică ; *b* — semnul convențional.

Dioda D se montează pe placa cu cablaj imprimat de asamblare a modulelor și este de tipul cu joncțiune cu germaniu, pentru a asigura o cădere de tensiune cît mai mică. Atît pentru semnal „1", cît și pentru semnal „0" aplicat la intrarea R_1, rezistența R_C preia o parte din puterea disipată pe circuit.

Elementul RE are următoarele caracteristici principale :

— semnal la ieșire : — semnal „0" 0 ... + 0,5V ;
— semnal „1" — 12,5 ... — 24 V ;

— capacitatea maximă de sarcină :

a) cu o sarcină standard suplimentară la ieșirea elementului de comandă : $N = 14$ sarcini standard ;

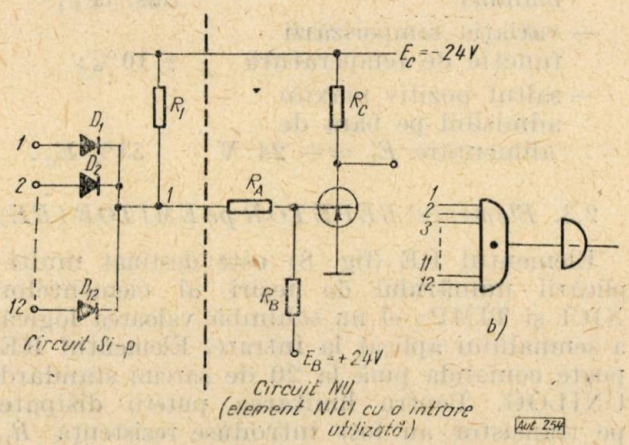


Fig. 9. Circuitul ȘI — p — NU :
a — schema electrică ; *b* — semnul convențional.

b) fără nici o altă sarcină la ieșirea elementului de comandă :

— fără diodă conectată la ieșire, $N = 14$ sarcini standard ;

— cu diodă conectată la ieșire, $N = 20$ sarcini standard.

2.4. *Elementul ȘI — pasiv (ȘI — p)*

Elementul ȘI — p comandă întotdeauna un element inversor (NICI, la care se folosește o singură intrare), alcătuind astfel un circuit ȘI — NU. Circuitul ȘI — NU (fig. 9) are semnal „0" la ieșire numai cînd se aplică semnalul „1" la toate intrările sale.

Funcția logică ȘI poate fi realizată prin combinarea mai multor elemente NICI, însă a fost introdus în sistem și un circuit ȘI — pasiv, realizat cu diode, dat fiind că utilizarea acestuia e avantajoasă economic într-o serie de scheme. Utilizarea elementului ȘI realizat cu diode impune însă condiții de adaptare mai dificile [6]. Transistorul din elementul NICI care comandă elementul ȘI — p are un curent de colector mai mare prin șuntarea rezistenței sale de colector cu rezistența circuitului ȘI — pasiv. Corespunzător, semnalul de intrare al acestui element trebuie să asigure o injecție mai mare decît în cazul unui element NICI obișnuit. Aceasta se realizează limitînd capacitatea de sarcină a elementului anterior sau comandînd elementul NICI de comandă simultan pe două intrări.

Avantajul elementului ȘI — pasiv constă în posibilitatea reducerii numărului de module, îndeosebi în cazul unui circuit ȘI cu un număr mare de intrări. De exemplu, pentru a realiza un circuit ȘI cu 12 intrări ar fi necesare 15 module dacă s-ar folosi exclusiv elemente NICI și numai patru module elementare (două module ȘI — p și două module NICI) în cazul utilizării circuitului pasiv de coincidență.

Caracteristicile principale ale circuitului ȘI — NU sînt :

— semnal de ieșire	semnal standard UNILOG ;
— capacitatea de sarcină	$N = 5$ sarcini standard ;
— numărul maxim de intrări ale circuitului ȘI — pasiv	$L = 12$.

2.5. Din punct de vedere constructiv, elementele pentru schema de prelucrare logică sînt realizate sub formă de modul elementar 12,8 × × 22,5 × 40 mm (fig. 10) încapsulat în rășină epoxidică ; cutia, din masă plastică, a modulelor elementare, este colorată diferit, corespunzător funcției respective (N — alb, T — verde, RE — albastru, ȘI — p — negru).

3. Elementele de intrare

Aceste elemente constituie o grupă auxiliară în cadrul sistemului, fiind menite să adapteze, ca amplitudine și formă, semnalele provenite de la diverse surse de informație (traductoare,

limitatoare de cursă etc.). De asemenea, elemente ca „ADAPTORUL de intrare" şi elementul „TAMPON" sînt folosite pentru a opri pătrunderea în schema de prelucrare a eventualelor perturbaţii suprapuse semnalului util.

3.1. *Elementul TAMPON (separator) — S*

Elementul S prezintă un prag de perturbaţie (limita maximă a semnalului „0") mai mare decît cel al elementului fundamental NICI; elementul S este necesar, de exemplu, cînd sursa de semnal comandă schema logică printr-un cablu mai lung sau aflat în vecinătatea unor surse puternic perturbatoare (trasee de curenţi tari, circuite de comandă ale unor motoare etc.). Schema elementului TAMPON (fig. 11) reprezintă un circuit inversor avînd

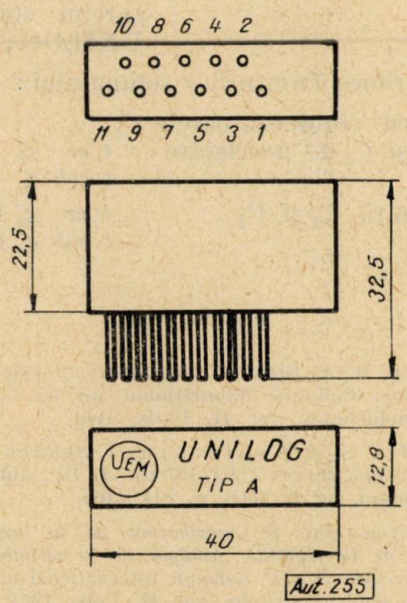


Fig. 10. Modul elementar UNILOG.

aceleaşi caracteristici la ieşire (semnal şi capacitate de sarcină) ca şi elementul fundamental NICI; spre deosebire de acesta însă, elementul S este blocat mai puternic pentru semnal „0" la intrare, rezistenţa R_B fiind mai mică decît la elementul NICI. Caracteristicile principale ale elementului TAMPON sînt:

— pragul de perturbaţie în c.c.:
  — pentru rezistenţa R_{B1} conectată la bara $E_B = +24$ V — 5,5 V;
  — pentru rezistenţa R_{B2} conectată la bara $E_B = +24$ V — 3,5 V;
— rezistenţa de intrare:
  — pentru R_{B1} conectată la + 24 V 5 sarcini standard UNILOG;
  — pentru R_{B2} conectată la + 24 V 4 sarcini standard UNILOG;
— tensiunile de alimentare, frecvenţa maximă de lucru, domeniul de temperatură etc. sînt aceleaşi cu cele ale elementului NICI.

3.2. *Circuitul ADAPTOR de intrare (AI)*

Circuitul AI (fig. 12) îndeplineşte funcţia de divizor şi limitator de tensiune şi de filtru electric.

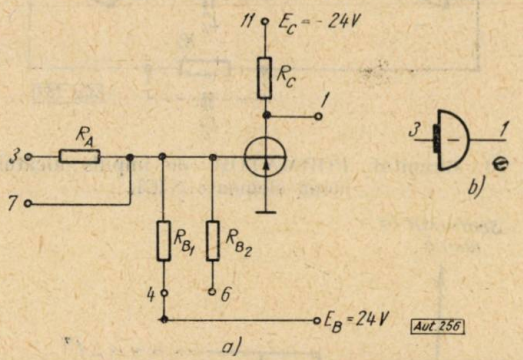


Fig. 11. Elementul TAMPON:
a — schema electrică; *b* — semnul convenţional.

Circuitul AI serveşte ca element de legătură între sursele de semnal cu contact mecanic şi schema de prelucrare logică, împiedicînd trecerea semnalelor false produse de vibraţiile contactelor. Din cauza constantei de integrare a circuitului RC de filtraj, timpul de creştere a semnalului la ieşire este mare, ceea ce reduce mult frecvenţa maximă de lucru a circuitului.

Caracteristici principale:

— amplitudinea semnalului de comandă (4 tipodimensiuni) — 24 V — 48 V — 110 V — 220 V;
— frecvenţa maximă de lucru 30 Hz;
— capacitatea de sarcină 1 element TAMPON.

Circuitul AI este realizat constructiv pe o plăcuţă izolantă 40 × 47 mm.

3.3. *Circuitul FORMATOR de impulsuri (HI)*

Circuitul HI (fig. 13) este alcătuit din două module NICI realizînd o schemă de bistabil cu

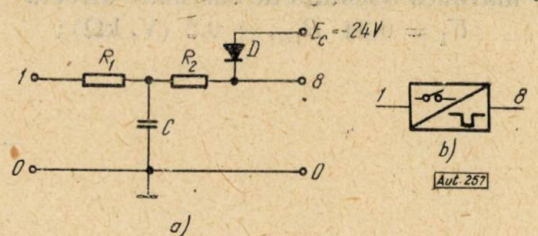


Fig. 12. Circuitul ADAPTOR de intrare:
a — schema electrică; *b* — semnul convenţional.

stare preferenţială: la ieşire apare semnal „1" numai dacă la intrare tensiunea semnalului de comandă depăşeşte un anumit nivel U_1

(fig. 14). Tensiunea U_2 de revenire este mai mică în valoare absolută decît U_1, circuitul prezentînd deci histerezis. Circuitul HI poate fi folosit atît pentru refacerea formei dreptunghiulare a semnalelor alterate, cît şi ca

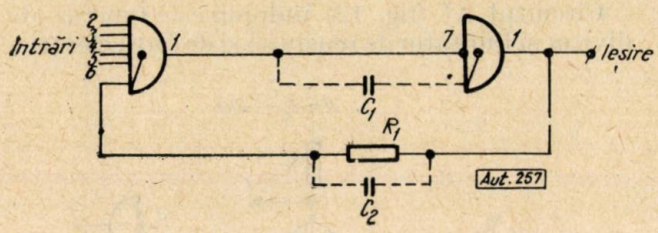


Fig. 13. Circuitul FORMATOR de impuls alcătuit din două elemente NICI.

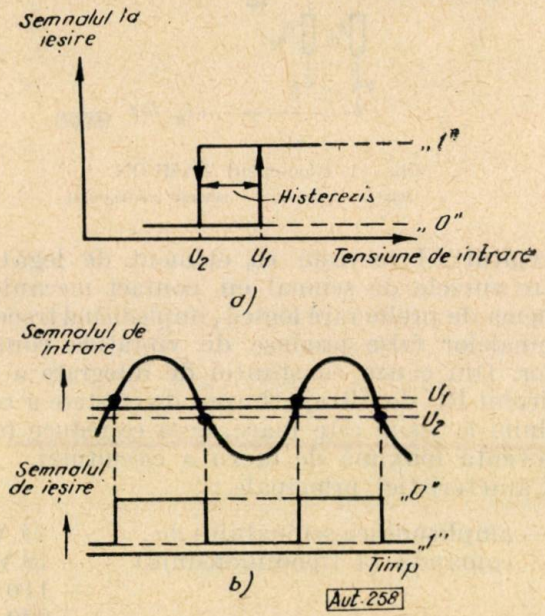


Fig. 14. Diagrama de funcţionare a circuitului FORMATOR de impuls :

a – caracteristica intrare – ieşire ; *b* – formarea unui semnal sinusoidal în impuls dreptunghiular.

„circuit cu prag" pentru sesizarea depăşirii, în sens direct sau invers, a unui anumit nivel de semnal. Mărimea histerezisului poate fi variată prin alegerea rezistenţei R_1.

Caracteristici principale :

— mărimea tensiunii de basculare directă

$$U_1 = 0{,}34\ R_{intr} + 0{,}2\ (\text{V, k}\Omega)\ ;$$

— mărimea tensiunii de revenire

$$U_2 = \left(0{,}34\,\frac{20{,}5}{R_1}\right) R_{intr} + 0{,}2\ (\text{V, k}\Omega)\ ;$$

(R_{intr} este rezistenţa pe care se aplică semnalul de comandă U_1 sau U_2 – este conectată pe baza primului element NICI ; pentru $R_{intr} < 15$ kΩ se pot utiliza intrările elementului NICI.)

— valorile limită admise pentru R_{intr}

$R_{intr} = 3 \ldots 30$ kΩ ;

— valorile limită admise pentru R_1

$R_1 = 100 \ldots 400$ kΩ ;

— capacitatea de sarcină, 4 sarcini standard UNILOG sau 1 circuit binar şi 4 sarcini standard UNILOG ;

— mărimea fronturilor semnalului :

— cu condensatoarele C_1 şi C_2 de accelerare $t\,cr \leqslant 2$ μs ; $t\,cob \leqslant 3$ μs ;

— fără C_1 şi C_2 $t\,cr \leqslant 13$ μs ; $t\,cob \leqslant 18$ μs.

BIBLIOGRAFIE

[1] Suran, J. J. *Effect of transistor circuit design on sistem reliability.* Colloque international sur les dispositifs à semiconducteurs, vol. **II**, Paris, 1961.

[2] Toader, S. şi Argintaru, I. *Sistemul de elemente de comutaţie statică UNILOG tip A.* În : Automatica şi Electronica, nr. 5, 1966, p. 201–205.

[3] Zobermann, S. *Contribution de la technologie à l'étude de la fiabilité. Analyse de la variation du gain de transistors P.N.P.* Colloque international sur les dispositifs à semiconducteurs, vol. **II**. Paris, 1961.

[4] Felea, I., Ionescu, C. şi Tecuceanu, M. *Circuite şi blocuri pentru funcţiuni dependente de timp.* În : Automatica şi Electronica, nr. 5, 1966, p. 218–225.

[5] Comănescu, V. *Proiectarea repetorului pe emitor ca element în schemele de comutaţie statică.* În : Automatica şi Electronica, nr. 2, 1964, p. 60–65.

[6] *Instrucţiuni de folosire a elementelor sistemului de comutaţie statică UNILOG tip A.* Proiect IPA 186. 1–18, 1963.

Ing. D. CUNIŢĂ şi ing. I. TUTUNARU

Elementele de ieşire şi sursele de alimentare ale sistemului UNILOG tip A

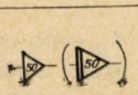
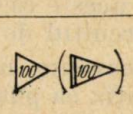
1. Elementele de ieşire

1.1. *Caracteristici generale ale elementelor de ieşire*

În sistemul de comutaţie statică UNILOG tip A, elementele de ieşire (amplificatoare de putere) servesc pentru comanda dispozitivelor de semnalizare sau execuţie.

În cazul cînd sarcina amplificatorului de putere este inductivă, pentru protejarea transistoarelor contra supratensiunilor produse de inductanţă la comutarea curentului, inductanţa se suntează de o diodă montată ca în figura 1 *a*. În cazul cînd sarcina este o lampă de semnalizare, aceasta se va monta ca în figura 1 *b*.

Tabela 1

Putere, W	Simbol	Forma constructivă *	Semn convenţional	Tensiuni de alimentare				Rezistenţa de sarcină minimă în c.c, Ω
				V_C, V	E_C, V	V_B, V	E_B, V	
1	A1	modul elementar		−24 +10% −20%	—	—	+24±2%	630
3	A3	2 module elementare		−24 +10% −20%	—	—	+24±2%	190
8	A8	modul + circuit pe placă		−24 +10% −20%	—	—	+24±2%	91
50	A50 (AB50)	modul + circuit pe placă		−24 +10% −20%	(−24±3%)	24+10% −15%	(+24±2%)	12
100	A100 (AB100)	modul + circuit pe placă		−24 şi −48 +10% −20%	(−24±3%)	24+10% −15%	+24±2%	23

* Elementele componente ale amplificatoarelor (module şi piese radio) sînt montate pe blocuri UNILOG.

Tipurile de amplificatoare au fost determinate de tipurile de lămpi de semnalizare şi relee fabricate în ţară.

Caracteristicile principale ale amplificatoarelor de putere asimilate în cadrul sistemului UNILOG tip A sînt sistematizate în tabela 1.

Toleranţele diferitelor tensiuni de alimentare au fost alese de la caz la caz, astfel încît să se obţină un compromis rezonabil între cerinţele de stabilitate impuse surselor şi performanţele circuitului de putere, urmărind să nu se încarce cu un consum excesiv de curent sursele stabilizate UNILOG.

Semnalele de comandă pentru întreaga serie de amplificatoare sînt semnalele binare UNILOG : semnalului logic 1 îi corespunde tensiunea cuprinsă între — 11,8 şi — 24 V, iar semnalului logic 0, tensiunea cuprinsă între 0 şi — 0,2 V.

Rezistenţa R_1 are rolul de a limita curentul iniţial prin transistor atunci cînd filamentul

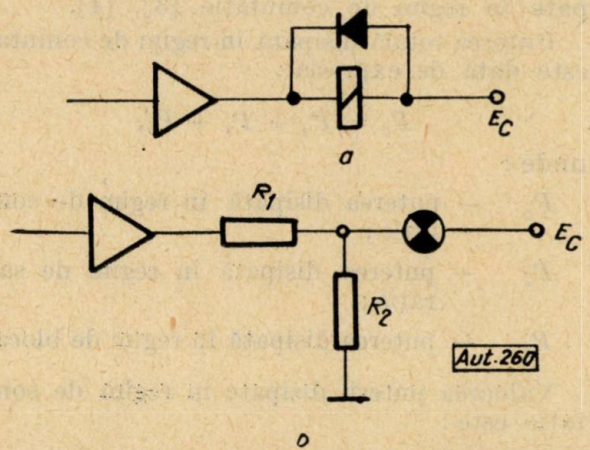


Fig. 1. Comanda unui releu (*a*) sau a unei lămpi de semnalizare (*b*) de către un amplificator.

lămpii de semnalizare este rece şi are o rezistenţă mică, iar rezistenţa R_2 are rolul de a menţine cald filamentul lămpii atunci cînd transistorul este blocat (lampa nu semnalizează), păstrînd astfel rezistenţa lămpii la o valoare mai ridicată.

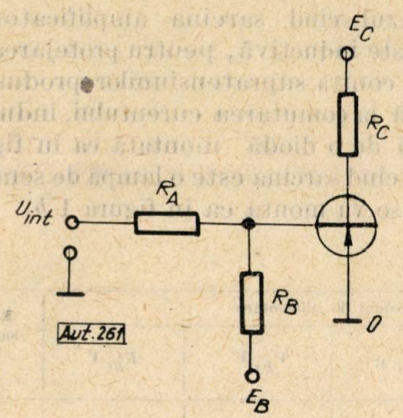


Fig. 2. Schema de principiu a amplificatorului A1.

1.2. *Criterii de dimensionare a elementelor de ieşire*

Criteriile de dimensionare a elementelor de ieşire se vor ilustra pe schema amplificatorului A1 (fig. 2).

Presupunînd rezistenţa de sarcină R_C şi transistorul T ca elemente cunoscute, rezistenţele R_A şi R_B se determină scriind, ca pentru elementul NICI [6], condiţiile de blocare şi saturare a transistorului în situaţiile cele mai defavorabile ale tensiunilor de alimentare, toleranţelor rezistenţelor şi parametrilor transistorului. În particular, pentru transistor s-au considerat parametrii U_{BE}, I_{CBO} şi B (factorul de amplificare în curent, static) la temperaturile extreme, iar în plus s-a admis, ca efect al îmbătrînirii, dublarea lui I_{CBO} şi scăderea cu 10 puncte a lui B. Frecvenţa maximă de lucru a amplificatorului se determină pe baza puterii totale disipate în regim de comutaţie [3], [4].

Puterea totală disipată în regim de comutaţie este dată de expresia :

$$P_d = P_c + P_s + P_b, \qquad (1)$$

unde :

P_c — puterea disipată în regim de comutaţie ;

P_s — puterea disipată în regim de saturaţie ;

P_b — puterea disipată în regim de blocare.

Valoarea puterii disipate în regim de comutaţie este :

$$P_c = \frac{t_r + t_f}{6} f E_c \bar{I}_c, \qquad (2)$$

unde :

t_r şi t_f sînt timpii de comutare ;

f — frecvenţa maximă de comutare ;

iar :

$$t_r = \frac{1{,}22\ B}{2\pi f_\alpha} \ln \frac{BI_B - 0{,}1\ I_c}{BI_B - 0{,}9\ I_c}; \qquad (3)$$

$$t_f = \frac{1{,}22\ B}{2\pi f_\alpha} \ln \frac{-BI_B^* + I_c}{-BI_B^* + 0{,}1\ I_c}, \qquad (4)$$

unde :

f_α este frecvenţa limită a transistorului ;

I_B — curentul de bază care comută transistorul în sens direct ;

I_B^* — curentul de bază după aplicarea saltului de comutaţie inversă.

Puterea disipată în timpul saturaţiei este :

$$P_s = U_{CE\,(sat)}\ \bar{I}_c \frac{t_0}{T}, \qquad (5)$$

unde :

T este perioada semnalului de comandă ;

t_0 — durata cît curentul de colector are valoarea maximă (fig. 3).

Puterea disipată în timpul blocării este :

$$P_b = \left(1 - \frac{t_0}{T}\right) I_{cb} E_c, \qquad (6)$$

unde I_{cb} este curentul de colector cînd transistorul este blocat.

În aceste calcule s-a neglijat puterea disipată în circuitul de bază.

Frecvenţa maximă de lucru s-a dedus din condiţia ca puterea totală disipată pe transistor să nu depăşească puterea maximă admisibilă la temperatura cea mai ridicată de funcţionare admisă pentru sistemul UNILOG.

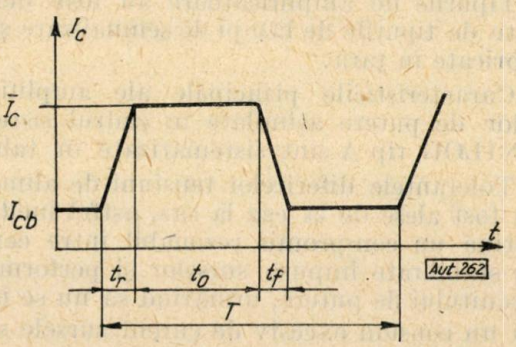


Fig. 3. Forma curentului de colector în timpul comutării.

1.3. *Schemele de principiu ale elementelor de ieşire*

Amplificatorul A1 are schema electrică de principiu arătată în figura 4. Rezistenţa de intrare R_1 este de 5,1 kΩ, reprezentînd trei

sarcini standard UNILOG. Rezistenţa R_2 asigură polarizarea pozitivă a bazei, iar rezistenţa R_3 se conectează la emitor cînd amplificatorul este comandat prin intermediul unui contact mecanic, pentru a se limita tensiunea pozitivă

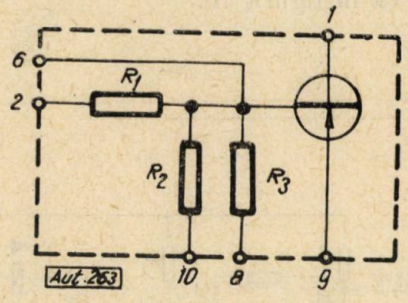


Fig. 4. Amplificatorul A1.

bază-emitor cînd contactul este deschis. Sarcina (releu sau lampă de semnalizare) se conectează între colectorul transistorului şi borna

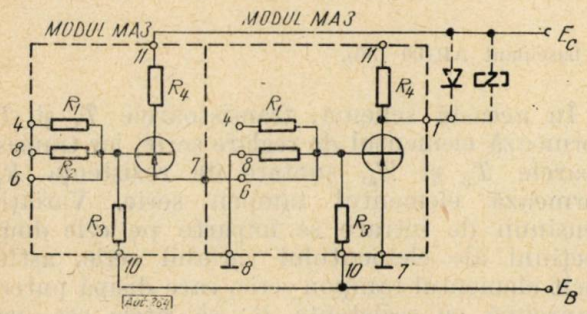


Fig. 5. Amplificatorul A3.

(—) a sursei de alimentare E_c. Transistorul utilizat este de tipul EFT 323 UN. Constructiv, amplificatorul A1 este realizat sub formă de modul elementar.

Amplificatorul A3 (fig. 5) este realizat din două module MA3, dintre care primul este utilizat ca repetor pe emitor, rezistenţa lui de emitor fiind rezistenţa de intrare a celui de-al doilea modul. Sarcina amplificatorului se conectează în colectorul celui de-al doilea modul, a cărui rezistenţă de colector R_4 nu se mai conectează la E_c. Amplificatorul A3 are două intrări a 15 kΩ, reprezentînd fiecare o sarcină standard UNILOG, şi este destinat pentru comanda releelor RI — 4 (RI — 5), precum şi a lămpilor de semnalizare de 24 V, 3 W. Modulul MA3 are aceeaşi schemă electrică ca modulul NICI, cu deosebirea că este prevăzut numai cu două rezistenţe de intrare, iar piesele electrice sînt dispuse altfel.

Amplificatorul A8 (fig. 6) este format dintr-un amplificator A1 care comandă un etaj de medie putere realizat cu transistorul EFT 131. Amplificatorul A8 a fost realizat pentru a comanda relee intermediare RI—3.

Amplificatorul A100 (A50) are schema de principiu arătată în figura 7. El este format din trei etaje, dintre care primul este constituit dintr-un modul A1, iar al doilea, un repetor pe emitor, comandă etajul final de putere, ce este realizat cu un transistor ETT 250, montat pe un radiator. Amplificatoarele A100 şi A50 au schema de principiu identică, diferind numai valoarea tensiunii de alimentare a etajului final V_c — pentru A50, $V_c = -24$ V, iar pentru A100, $V_c = -48$ V. Radiatorul, pe care s-a montat transistorul de putere, s-a calculat pentru puterea totală disipată pe transistor în regim de comutaţie [2]. În cazul cînd fronturile semnalului de comandă au durate mari, pentru refacerea lor se intercalează, între etajul de comandă şi amplificator, un circuit formator de impuls UNILOG — tip A [6], cu scopul de a accelera trecerea punctului de funcţionare al transistorului prin zona activă a hiperbolei de disipaţie, zonă în care puterea instantanee disipată pe transistor depăşeşte puterea medie admisă. În felul acesta se obţine varianta de amplificator basculant AB100 (50) (fig. 8).

Constructiv, amplificatoarele sînt realizate pe plăci cu cablaj imprimat (blocuri UNILOG),

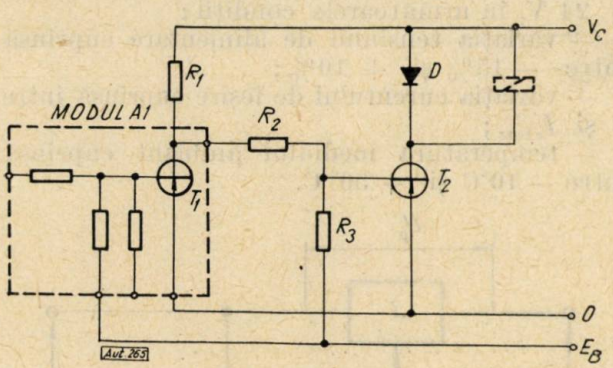


Fig. 6. Amplificatorul A8.

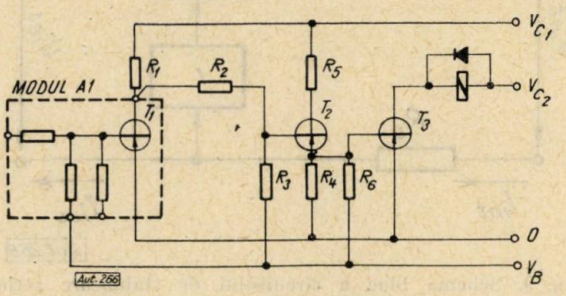


Fig. 7. Amplificatorul A100 (A50).

pe care sînt montate atît modulele cît şi celelalte piese electronice — rezistenţe, transistoare, diode.

2. Sursele de alimentare

2.1. *Consideraţii generale*

Performanţele impuse surselor de alimentare ale sistemului UNILOG au rezultat din proiectarea elementelor acestui sistem [6].

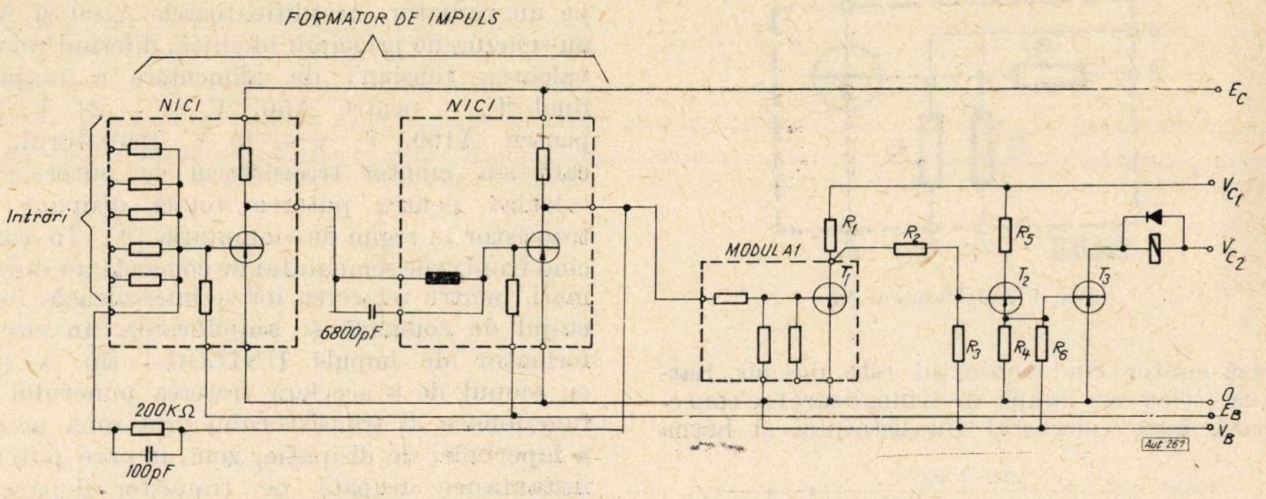


Fig. 8. Variantă de amplificator basculant AB100 (50).

În principal, s-a cerut ca sursele de alimentare să asigure abateri totale mai mici decît $\pm 3\%$ pentru tensiunea $E_c = -24$ V, şi mai mici decît $\pm 2\%$ pentru tensiunea $E_B = +24$ V, în următoarele condiţii :

— variaţia tensiunii de alimentare cuprinsă între -15% şi $+10\%$;

— variaţia curentului de ieşire cuprinsă între 0 şi $I_{s\,max}$;

— temperatura mediului ambiant cuprinsă între $-10°C$ şi $+50°C$.

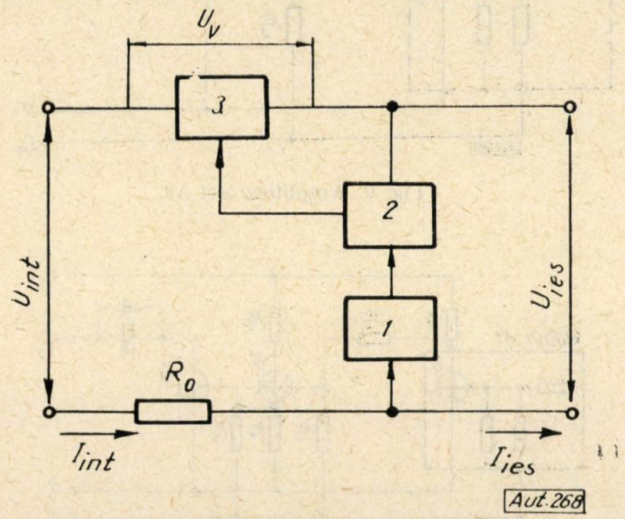


Fig. 9. Schema bloc a circuitului de stabilizare serie : *1* — element de referinţă ; *2* — amplificator de eroare ; *3* — element variabil serie.

Pentru obţinerea acestor caracteristici s-a adoptat o schemă de stabilizare cu amplificator de eroare şi cu element variabil serie (fig. 9), [7], [9].

2.2. *Elementul variabil serie*

Pentru a se asigura la ieşire puteri mari, în condiţiile utilizării unui transistor dat, elementul variabil serie se realizează din două secţiuni, ca în figura 10.

În această schemă, transistoarele T_1 şi T_2 formează elementul de reglare serie, iar transistoarele T_3 şi T_4, şuntate de rezistenţa R_1, formează elementul tampon serie. Variaţia tensiunii de intrare se împarte pe cele două secţiuni ale elementului variabil serie, astfel încît elementul tampon serie, care disipă putere împreună cu rezistenţa R_1, să preia cea mai mare parte a acestei variaţii. Această condiţie se realizează printr-o polarizare convenabilă a bazei transistorului T_4 de la un potenţial constant.

Numărul de nivele (secţiuni), numărul de transistoare montate în paralel şi tipul transistoarelor sînt determinate de valoarea maximă a curentului de ieşire şi de căderea maximă de tensiune pe elementul variabil serie.

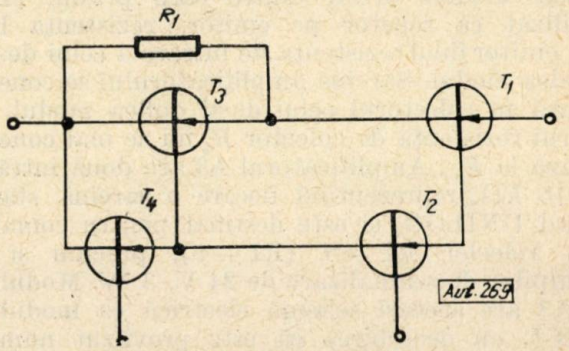


Fig. 10. Elementul variabil serie.

Din condiţia limitării puterii maxime P_{d1} disipate pe elementul de reglare serie [8] rezultă :

$$R_1 = \frac{(\overline{U}_v - \overline{U}_{cE1})^2}{\overline{I}_{int}\,(\overline{U}_v - \overline{U}_{cE1}) - \overline{P}_{d1}}. \qquad (7)$$

2.3. *Compensări termice*

Pentru ca influenţa variaţiei temperaturii mediului ambiant asupra tensiunii de ieşire să fie cît mai mică, amplificatorul de eroare se realizează cu un etaj diferenţial, ca în figura 11.

Pentru compensarea variaţiilor cu temperatura a parametrilor U_{BE} şi α ai etajului diferenţial trebuie ca :

— elementul de referinţă să se realizeze prin înserierea unei diode stabilizatoare cu siliciu cu o diodă cu germaniu ;

— curenţii prin cele două transistoare ale etajului diferenţial să fie egali.

Pentru compensarea variaţiilor curentului rezidual de colector cu temperatura trebuie ca :

$$\frac{R_3 \cdot R_4}{R_3 + R_4} = \frac{R_7 (r_z + r_d)}{R_7 + r_z + r_d}, \qquad (8)$$

unde r_z şi r_d sînt rezistenţele diferenţiale ale diodelor D_z şi D ; în al doilea rînd, valoarea rezistenţei din circuitul de comandă al elementului variabil serie să satisfacă relaţia :

$$R_2 = \frac{\Delta U_{BE1,2}}{\Delta I_{CB02\ (1-SA)}}, \qquad (9)$$

unde :

$\Delta U_{BE1,2}$ şi ΔI_{CB02} reprezintă suma variaţiilor tensiunii bază-emitor ale transistoarelor T_1, T_2, respectiv variaţia curentului rezidual al lui T_2 în domeniul de temperatură dat ;

$$A = \frac{I_{CB05}}{I_{CB02}}; \qquad (10)$$

S este coeficientul de stabilizare termică al etajului amplificator de eroare.

2.4. *Protejarea schemei de stabilizare*

Pentru protejarea circuitului de stabilizare, atît la scurtcircuite, cît şi la suprasarcini, s-a adoptat o schemă de protecţie formată dintr-un circuit bistabil cu stare preferenţială. Cînd curentul de sarcină depăşeşte valoarea nominală, căderea de tensiune pe rezistenţa R_5 determină bascularea circuitului, care pune la masă baza elementului de reglare serie, blocîndu-l.

Acest circuit de protecţie prezintă următoarele caracteristici :

— asigură protecţia transistoarelor de putere ale elementului variabil serie ;

— nu influenţează caracteristicile tehnice ale circuitului de stabilizare în domeniul de lucru ;

— la un scurtcircuit sau la o suprasarcină în schema alimentată realizează întîi o limitare rapidă a curentului de ieşire prin blocarea elementului de reglare serie, iar apoi prin intervenţia unui releu deconectează circuitul de la reţea ;

— după declanşarea protecţiei, readucerea circuitului în condiţii normale de funcţionare cere intervenţia operatorului, asigurîndu-se astfel posibilitatea verificării prealabile a instalaţiei alimentate ;

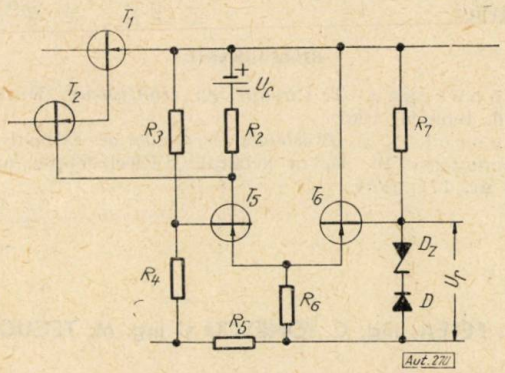


Fig. 11. Amplificatorul diferenţial.

— nu intervine la suprasarcini întîmplătoare, cu durata sub 1 ms ;

— realizează o interblocare între circuitul de stabilizare al tensiunii negative E_C şi circuitul de stabilizare al tensiunii pozitive E_B, astfel încît la dispariţia tensiunii pozitive să dispară şi tensiunea negativă.

Această interblocare este necesară pentru protecţia transistoarelor, în special la temperatura maximă a mediului ambiant.

2.5. *Caracteristicile tehnice ale surselor*

Pe baza principiilor şi schemelor descrise la paragrafele anterioare au fost proiectate, omologate şi apoi puse în fabricaţie la uzina „Electromagnetica" două surse de tensiune stabilizată pentru sistemul UNILOG tip A :

— sursă de tensiune stabilizată tip STS 24/1, furnizînd 1 A la — 24 V şi 0,1 A la + 24 V ;

— sursă de tensiune stabilizată tip STS 24/5, furnizînd 5 A la — 24 V şi 0,2 A la + 24 V.

Caracteristicile tehnice ale sursei STS 24/5, conform normei interne de fabrică, sînt următoarele :

— tensiunea nominală stabilizată	—24 V	+24 V ;
— curentul maxim de exploatare	5 A	0,2 A ;
— factorul minim de stabilizare	200	50 ;
— rezistenţa internă maximă	0,01 Ω	0,5 Ω ;
— componenta pulsatorie maximă	10 mV	50 mV ;

— abaterea maximă a tensiunii la ieşire, la valorile extreme ale temperaturii mediului ambiant în raport cu tensiunea la + 25°C ±0,1 V ±0,1 V;
— abaterea totală maximă a tensiunii la ieşirea sursei ± 2% ± 2%.

BIBLIOGRAFIE

[1] Tănăsescu, T. *Circuite cu tranzistoare.* Bucureşti, Ed. tehnică, 1961.
[2] Seurot, I. P. *Problèmes thermiques des éléments semiconducteurs.* In: Revue générale d'Électronique, nr. 170 şi nr. 171, 1961.
[3] Sesco (Société européenne des semi-conducteurs). *Manuel d'application électronique industrielle.*
[4] Valvo — Handbuch. *Halbleiterdioden und Transistoren,* 1961.
[5] Colectiv I. Felea. Circuite cu tranzistoare în industrie. Bucureşti, Ed. tehnică, 1964.
[6] Argintaru, I., Lungu, C. *Elementele pentru scheme de prelucrare logică şi elementele de intrare ale sistemului UNILOG tip A.* In: Automatica şi Electronica, nr. 5, 1965, p. 206—212.
[7] Dodic, C. D. *Polupravodnicovie stabilizatorî postoianovo napreajenia i toka.* Moscova, 1962.
[8] Colins, B. I. *Economy in the series stabiliser.* In: Electronic Engineering, ian-febr 1960, p. 96—97.
[9] Tutunaru, I. *Automatizarea proceselor industriale.* Comunicări la sesiunea tehnico-ştiinţifică IPA, vol. I, 1965.

Ing. I. FELEA, ing. C. IONESCU şi ing. M. TECUCEANU

Circuite şi blocuri pentru funcţiuni dependente de timp

În schemele secvenţiale, de numărare şi de calcul, intervin funcţiuni care, spre deosebire de funcţiunile logice, nu pot fi definite în afara coordonatei de timp. Într-un sens general, în cadrul acestor funcţiuni pot fi cuprinse: temporizarea, întîrzierea, generarea, memorarea şi numărarea mărimilor binare. La rîndul lor, unele din aceste funcţiuni se realizează în forme diferite, ca: temporizarea dependentă şi independentă, întîrzierea propriu-zisă şi întîrzierea comandată (deplasarea), numărarea în inel, binară şi zecimală, numărarea simplă şi reversibilă.

În cadrul sistemului UNILOG tip A, funcţiunile dependente de timp se realizează cu ajutorul elementelor NICI şi TIMP [1] (temporizarea, întîrzierea, generarea şi memorarea) şi cu ajutorul unor circuite speciale care, pe lîngă elementele menţionate, conţin piese auxiliare — condensatoare, diode rezistenţe — montate în afara modulelor (numărarea, deplasarea).

Din punct de vedere constructiv, circuitele pentru funcţiuni dependente de timp se realizează fie autonom, pe blocuri UNILOG universale sau speciale [2], fie grupate funcţional în blocuri UNILOG tipizate (generator de impulsuri, memorii cu porţi, numărătoare binare etc.).

1. Circuite pentru temporizare şi întîrziere

1.1. *Generalităţi.* Circuitele pentru temporizare şi întîrziere se construiesc folosind exclusiv module NICI şi TIMP. Stabilirea duratei de temporizare (T) şi de întîrziere (τ) se face cu ajutorul condensatorului conectat la intrarea elementului TIMP:

$$T, \tau = K\,C \quad (\text{ms}, \mu\text{F}). \qquad (1)$$

Coeficientul K depinde uşor de numărul de sarcini standard UNILOG (SSU) conectate la ieşirea elementului ce comandă elementul TIMP considerat ($K_{med} = 16$). Se aminteşte că pentru protejarea la supratensiuni a transistorului din modulul TIMP, elementul de comandă trebuie încărcat la ieşire cu minimum trei SSU. Aceste trei sarcini minime sînt înglobate în modulul TIMP, de unde pot fi folosite, după nevoie.

Cu C cuprins între 1 000 pF şi 500 μF se obţin durate între circa 15 μs şi 7,5 s. Pentru durate mai mari este în curs de elaborare, în cadrul sistemului UNILOG, un element de TIMP special.

Pentru realizarea unor durate reglabile se înlocuieşte rezistenţa de polarizare a bazei transistorului din modulul TIMP prin neconectare la $\tau = -24$ V, cu un grup rezistenţă-potenţiometru, care să asigure o rezistenţă totală R în limitele 5 — 50 kΩ. Rezultă:

$$T, \tau = K'RC \quad (\text{ms}, \text{k}\Omega, \mu\text{F}), \qquad (2)$$

unde coeficientul K' depinde de încărcarea elementului de comandă ($K'_{med} = 0{,}47$).

1.2. *Temporizare dependentă.* Circuitul de temporizare dependentă este constituit dintr-un element NICI şi un element TIMP (fig. 1, *a*) şi eliberează la ieşire un semnal 1 (tensiune negativă) de durată T_d, determinată de condensatorul C, cînd se aplică la una din intrări (oricare) un semnal 1. Temporizarea se numeşte dependentă, deoarece durata T_d nu poate fi mai mare decît durata T_0 a semnalului 1 de la intrare. În scheme funcţionale, circuitul se reprezintă prin semnul convenţional indicat în figura 1, *b*.

Funcţionarea circuitului poate fi urmărită în diagrama de timp din figura 1, *c* şi se explică

prin faptul că elementul TIMP dă la ieşire un semnal 1 de durată T_d cînd la intrarea lui se trece de la semnal 1 la semnal 0 (tensiune nulă) pentru o durată cel puţin egală cu T_d.

În schema din figura 1, *a*, capacitatea de sarcină la ieşirea elementului NICI (punctul $\bar{a}$) este de maximum 2 SSU. Dacă borna x a elementului TIMP nu se leagă la masă, capacitatea creşte la 5 SSU.

Pentru ca schema să funcţioneze corect trebuie ca durata pauzei T_p să satisfacă condiţia :

$$T_p \geqslant 0{,}4\ T_d. \qquad (3)$$

1.3. *Temporizare independentă.* Circuitul de temporizare independentă (sau circuitul monostabil fig. 2, *a*, semn convenţional fig. 2, *b*) eliberează la ieşire un semnal 1 de durată T_i, determinată de condensatorul C, pentru orice

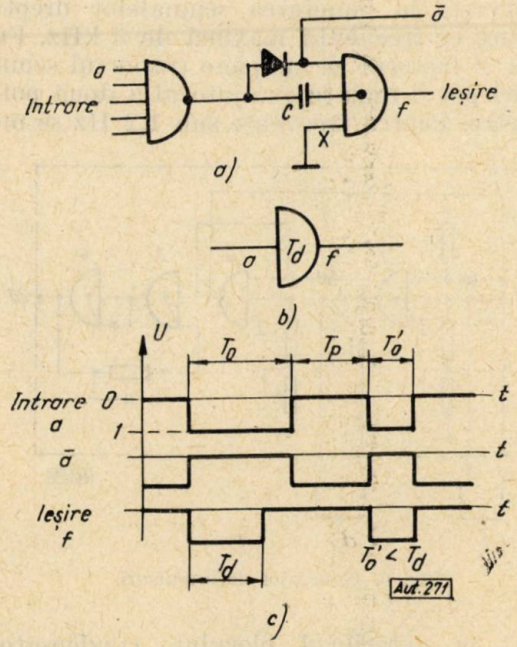


Fig. 1. Temporizare dependentă :
a – schema electrică ; *b* – semn convenţional ; c – diagrama de timp a tensiunilor.

semnal 1 aplicat la una dintre intrări, independent de durata acestui semnal (fig. 2, *c*).

Pentru funcţionare corectă se cere ca parametrii T_0 şi T_p ai semnalului de comandă să satisfacă condiţiile :

$$T_0 \geqslant 50\ \mu s\ ;$$
$$T_0 + T_p \geqslant 1{,}4\ T_i\ ; \qquad (4)$$
$$T_p \geqslant 0{,}4\ T_i.$$

1.4. *Întîrziere dependentă.* Circuitul pentru întîrziere dependentă (fig. 3, *a*, semn convenţional fig. 3, *b*) se formează cu ajutorul unui element TIMP şi a două elemente NICI, şi asigură la ieşire un semnal 1 întîrziat faţă de semnalul de comandă cu o durată τ_d determinată de valoarea condensatorului C (fig. 3, *c*). Semnalul de ieşire încetează o dată cu semnalul de la intrare şi nu apare dacă semnalul de intrare are o durată mai mică decît τ_d.

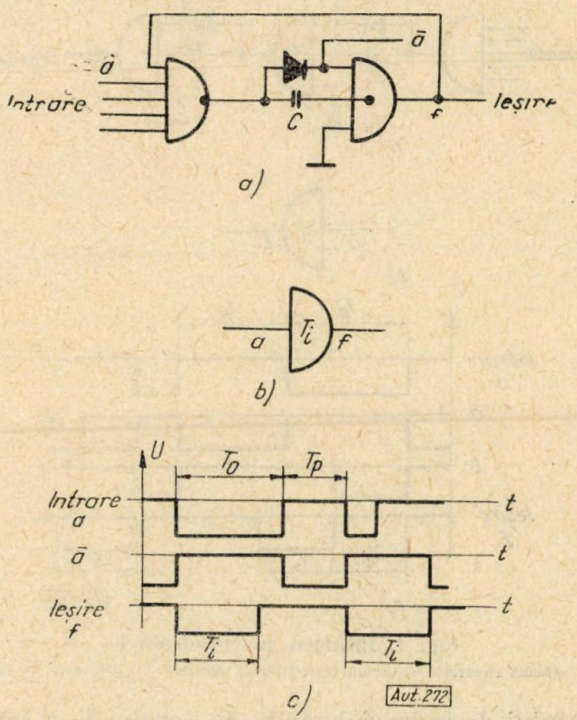


Fig. 2. Temporizare independentă :
a – schema electrică ; *b* – semn convenţional ; c – diagrama de timp.

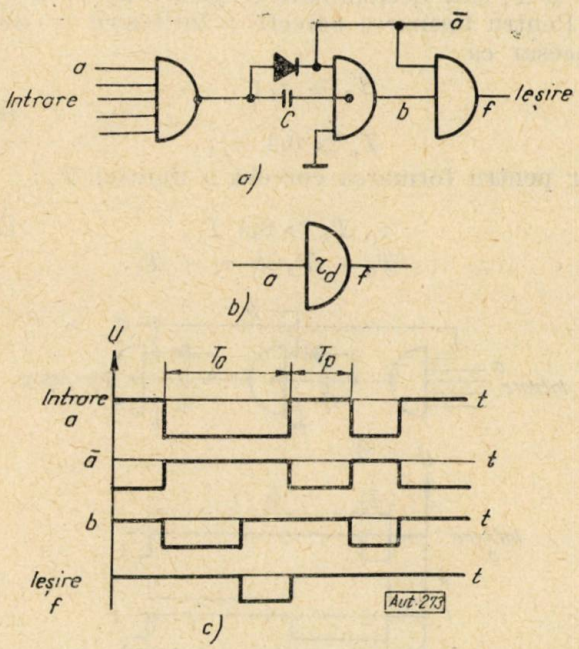


Fig. 3. Întîrziere dependentă :
a – schema electrică ; *b* – semn convenţional ; *c* – diagrama de timp.

Pentru funcţionare normală se cere ca :

$$T_p \geqslant 0{,}4\ \tau_d. \qquad (5)$$

1.5. *Întîrziere independentă.* Circuitul de întîrziere independentă (semn convențional general fig. 4, *b*) se poate realiza cu un element NICI și două elemente TIMP în două variante. În prima variantă (fig. 4), întîrzierea τ_i a sem-

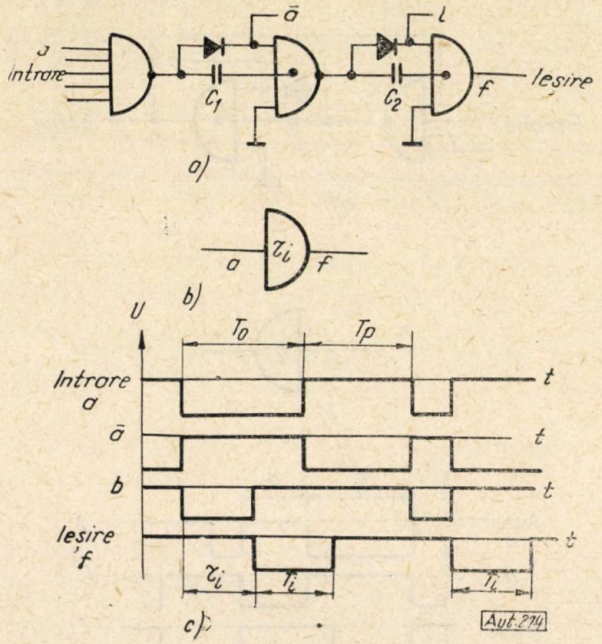


Fig. 4. Întîrziere independentă 1 :
a – schema electrică; *b* – semn convențional general; *c* – diagrama de timp.

nalului de ieșire *f* depinde de durata T_0 a semnalului de intrare, în timp ce durata T_i a semnalului *f* este independentă de T_0. Duratele τ_i și T_i sînt determinate respectiv de C_1 și C_2.

Pentru formarea corectă a întîrzierii τ_i este necesar ca :

$$T_0 \geqslant \tau_i ; \qquad T_p \geqslant 0{,}4\ \tau_i ; \tag{6}$$

iar pentru formarea corectă a duratei T_i :

$$\tau_i,\ T_0 \geqslant 0{,}4\ T_i ; \qquad T_0 + T_p \geqslant \tau_i + T_i . \tag{7}$$

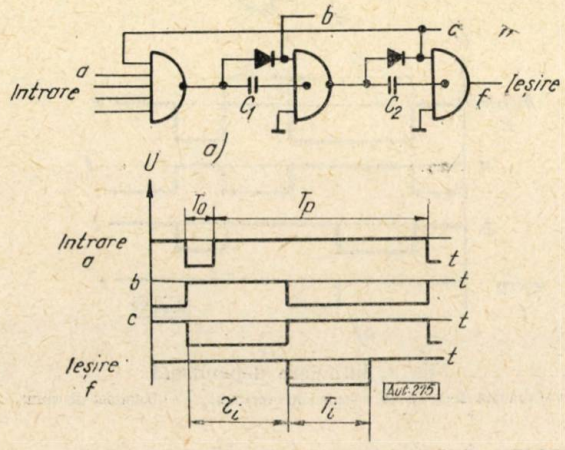


Fig. 5. Întîrziere independentă 2 :
a – schema electrică; *b* – diagrama de timp.

Pentru funcționare de ansamblu normală trebuie satisfăcute simultan condițiile (6) și (7).

A doua variantă de circuit (fig. 5) asigură, cu ajutorul unei scheme monostabile, și independența de T_0 a întîrzierii τ_i.

Condițiile de funcționare sînt :

$$T_0 \geqslant 50\ \mu s ; \qquad \tau_i \geqslant 0{,}4\ T_i ; \qquad T_0 + T_p \geqslant \tau_i + T_i ; \qquad T_0 + T_p \geqslant 1{,}4\ \tau_i . \tag{8}$$

2. Generator de impulsuri

Generatorul de impulsuri GI (fig. 6) este format din două elemente TIMP (modulele 1 și 2), în circuit astabil, și un formator de impuls FI (modulele NICI 3 și 4). Generatorul este realizat sub forma unui bloc funcțional tipizat și servește la generarea semnalelor dreptunghiulare cu frecvență maximă de 5 kHz. Frecvența și factorul de umplere (raportul semnal-pauză) pot fi reglate cu ajutorul a două potențiometre. Pentru frecvențe sub 1,2 Hz se mon-

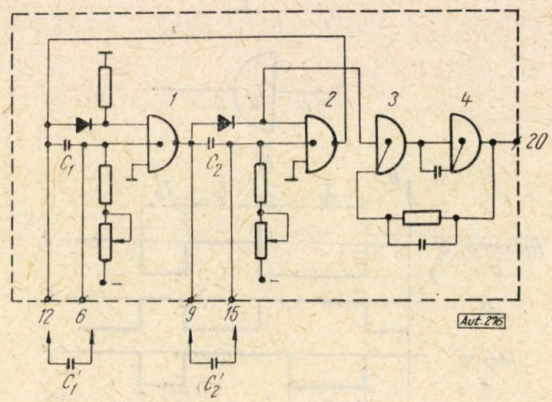


Fig. 6. Generator de impulsuri.

tează, în exteriorul blocului, condensatoare suplimentare.

Pentru poziția de mijloc a potențiometrelor, durata impulsului (T_1), a pauzei (T_2) și frecvența (f) a semnalelor generate sînt date de relațiile :

$$T_i\,(\text{ms}) = 13{,}1\,(C_i + C_i')\,(\mu\text{F}) ; \quad i = 1{,}2 ; \qquad f\,(\text{Hz}) = \frac{1\,000}{T_1 + T_2} . \tag{9}$$

Este necesar ca raportul dintre $C_1 + C_1'$ și $C_2 + C_2'$ să fie cuprins în limitele 0,33—3.

3. Circuit de memorie

Circuitul de memorie (fig. 7, *a*, semn convențional fig. 7, *b*) înmagazinează un semnal de înscriere *a* pînă la apariția unui semnal de

ştergere s. Circuitul este format din două elemente NICI, avînd fiecare ieşirea conectată la intrarea celuilalt (schemă bistabilă). Cît timp nu se aplică decît cel mult unul dintre semnalele a sau s, cele două ieşiri ale circuitului, f

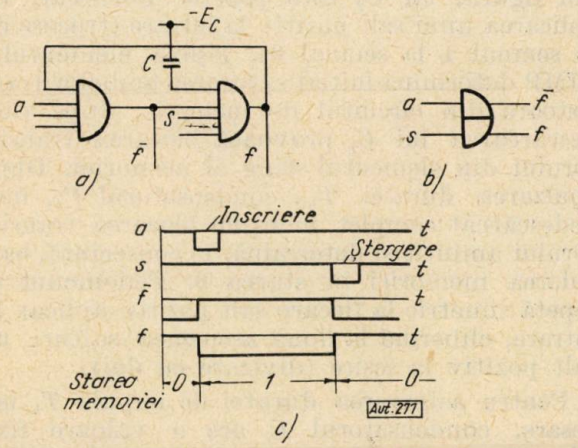


Fig. 7. Circuit de memorie :
a – schema electrică ; b – semn convenţional ; c – diagrama de timp.

şi $\bar{f}$, sînt antivalente (fig. 7, c). Starea memoriei (1 după înscriere, 0 după ştergere) este reprezentată de semnalul logic rezultat la ieşirea f.

La conectarea instalaţiei la reţea, apariţia tensiunii de alimentare — E_C determină, prin condensatorul C, un semnal scurt de ştergere care aduce memoria în starea iniţială 0.

Circuitele de memorie se construiesc individual pe blocuri UNILOG universale sau speciale, sau se preiau grupat din blocuri funcţionale tipizate. În aceste blocuri, circuitele de memorie apar fie în forma din figura 7, a, fie însoţite de porţi (circuite de coincidenţă) pentru înscriere sau/şi ştergere.

În figura 8 este arătat, pentru ilustrare, circuitul funcţional elementar al blocului tipizat 4MP1. Blocul conţine patru asemenea circuite. Ştergerea memoriei 1—2 se face fie prin semnalul specific s_1, fie prin semnalul s comun pentru toate cele patru circuite. Inscrierea memoriei se face fie prin semnalul b_1, fie prin semnalul g_1 rezultat la ieşirea elementului de coincidenţă 3 cînd cele trei intrări specifice c_1, d_1, e_1 şi intrarea comună a au aplicate semnale 0.

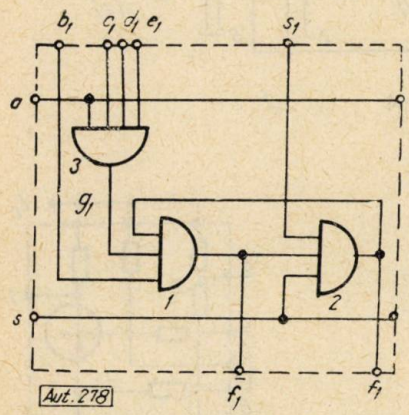


Fig. 8. Circuitul elementar al blocului funcţional 4MP1.

4. Distribuitor pas cu pas

Distribuitorul pas cu pas sau numărătorul în inel este un circuit care asigură deplasarea unei informaţii 1, încadrată între informaţii 0, de-a lungul unui lanţ închis de celule de memorie, cu un pas, la fiecare semnal de comandă (înaintare, numărare) aplicat din exterior.

În figura 9, a este reprezentată schema unui distribuitor cu trei paşi. Starea fiecăreia dintre cele trei celule de memorie componente este reprezentată de nivelul de ieşire al elementului NICI impar corespunzător (ieşirea a). Fie iniţial înmagazinată în distribuitor informaţia 100 ($a_1 = 1, b_1 = 0, a_2 = a_3 = 0$). La un semnal de înaintare (semnal logic 1, de durată circa 25 μs) aplicat pe bara D, starea 1 se deplasează cu un pas la dreapta, informaţia înmagazinată devenind 010. Într-adevăr, la aplicarea semnalului, memoria I basculează în starea 0 (fig. 9, c, diagramele a_1, b_1), iar condensatorul C_2 începe să se încarce prin R_2 şi baza transistorului din elementul 4 (diagrama e_2). După terminarea impulsului I, curentul de încărcare a lui C_2 (diagrama e_2, zona haşurată) determină basculareа memoriei II în starea 1 (diagramele a_2, b_2).

La aplicarea unui semnal de ştergere pe bara S (semnal 1 de durată minimă 125 μs), toate celulele de memorie sînt aduse în starea 0.

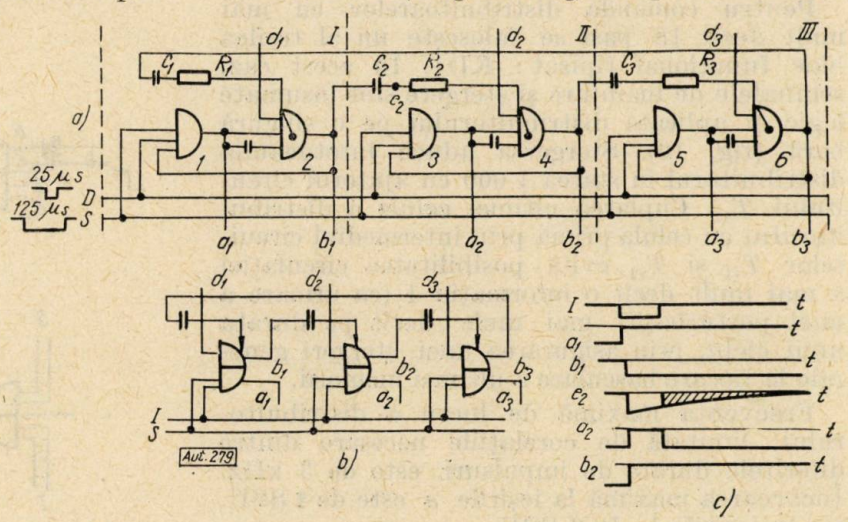


Fig. 9. Distribuitor pas cu pas :
a – schema electrică ; b – reprezentare convenţională în schema desfăşurate ; c – diagrama de timp.

Înscrierea informaţiei 1 într-o celulă se face prin intrarea *d* corespunzătoare.

În figura 9, *b* este indicat modul de reprezentare a distribuitorului în scheme desfăşurate.

Distribuitorul pas cu pas este folosit în scheme de programare, conversie serie-paralel [3],

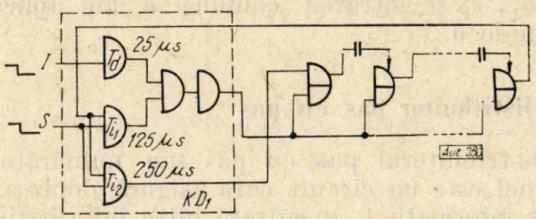


Fig. 10. Schema de principiu a unui distribuitor pas cu pas cu bară unică de comandă, inclusiv blocul de comandă KG1.

numărare etc. şi este construit sub forma unui bloc funcţional tipizat (bloc UNILOG nD) cuprinzînd $n = 1 - 6$ celule de memorie, grupate pe două lanţuri (bare *D*, *S*) separate.

Semnalele de comandă *D* şi *S* se formează cu ajutorul unor circuite de temporizare dependentă şi independentă, cuprinse pe un al doilea bloc funcţional tipizat : 2KD2. Un astfel de bloc poate comanda două distribuitoare separate, fiecare cu pînă la 18 paşi. Impulsul de înaintare (25 μs) se formează într-un circuit care evită intrarea în saturaţie a transistorului din elementul TIMP, cu ajutorul a două diode de fixare.

Pentru comanda distribuitoarelor cu mai mult decît 18 paşi se foloseşte un al treilea bloc funcţional tipizat : KD1. În acest caz, semnalele de înaintare şi ştergere sînt însumate logic şi aplicate distribuitorului pe o singură bară (fig. 10). Ştergerea aduce întotdeauna distribuitorul în starea 1 000 cu ajutorul circuitului T_{i2}. Cuplarea ultimei celule a distribuitorului cu celula primă prin intermediul circuitelor T_{i1} şi T_{i2} evită posibilitatea circulaţiei a mai mult decît o informaţie 1 (ca urmare a unei perturbaţii) mai mult decît pe durata unui ciclu, prin asigurarea unei ştergeri generale la fiecare basculare a ultimei memorii.

Frecvenţa maximă de lucru a distribuitorului, limitată de corelaţiile necesare dintre diferitele durate de impulsuri, este de 3 kHz. Încărcarea maximă la ieşirile *a* este de 4 SSU, iar la ieşirile *b*, de 2 SSU.

5. Numărătoare binare şi binar-zecimale

5.1. *Numărătoare unidirecţionale.* Aceste numărătoare se realizează, în sistemul UNILOG, cu ajutorul unui circuit binar format dintr-un element TIMP şi o memorie completată cu două condensatoare (fig. 11, *a*). Elementul TIMP este folosit într-o variantă specială (TIMP — A), care urmăreşte obţinerea unei durate T_0 cît mai stabile (maximum 40 μs) pentru impulsul debitat la ieşire.

Pentru explicarea funcţionării circuitului să presupunem iniţial memoria în starea 1 ($a = 1$). Condensatorul C_1 este încărcat cu polaritatea din figură, iar C_2 este practic descărcat. La aplicarea unui salt pozitiv la intrare (trecere de la semnal 1 la semnal 0), ieşirea elementului TIMP determină iniţial saturarea ambelor transistoare din circuitul de memorie, după care descărcarea lui C_1 provoacă blocarea transistorului din elementul stîng al memoriei. După epuizarea duratei T_b, condensatorul C_1, încă nedescărcat complet, menţine blocarea transistorului amintit şi determină, în consecinţă, bascularea memoriei în starea 0. Fenomenul se repetă simetric la fiecare salt pozitiv aplicat la intrare, eliberînd la două asemenea salturi un salt pozitiv la ieşire (divizare cu doi).

Pentru asigurarea duratei de impuls T_b necesare, condensatorul *C* are o valoare fixă (fig. 11, *a*), iar elementul de comandă (NICI sau TIMP) al modulului TIMP corespunzător trebuie să fie încărcat cu 4 SSU. Pentru realizarea acestei încărcări se poate face uz de rezistenţa R_1 din modulul TIMP—A (fig. 11, *c*), echivalentă cu 3 SSU, care prin borna *8* se pune sau nu la masă, după nevoie.

În figura 11, *b* se arată modul de reprezentare a celulei binare în scheme desfăşurate. Intrările *I* şi *S* servesc pentru înscrierea, respectiv ştergerea informaţiei din celula binară. Pentru formarea unui numărător binar se pun

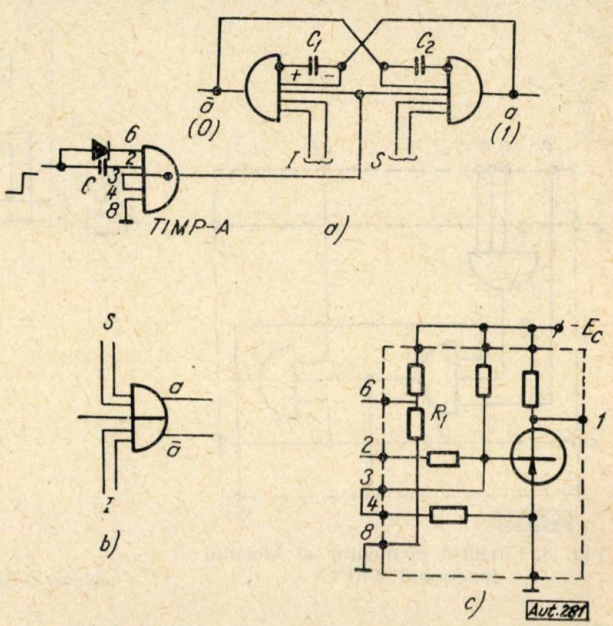


Fig. 11. Circuit binar B1 :
a — schema electrică ; *b* — reprezentare convenţională ; *c* — schema elementului TIMP — A.

în cascadă mai multe celule, în modul indicat în figura 12. Rezistenţa *R* adăugată în afara modulelor asigură condiţia de 4 SSU.

Capacitatea maximă de încărcare la ieşirile a şi $\bar{a}$, atît la celulele izolate cît şi la celulele conectate în cascadă, este de cîte 3 SSU.

Din punct de vedere constructiv, circuitele binare se prezintă pe blocuri UNILOG tipizate, fie ca celule independente (blocul UNILOG nB1, $n = 1, 2$ sau 3), fie conectate în cascadă într-un numărător binar (blocul UNILOG NB1S cuprinzînd patru celule).

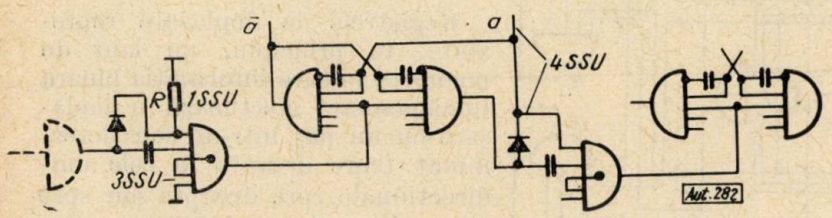


Fig. 12. Conectarea în cascadă a circuitelor binare B 1.

Adăugînd în blocul NB1S o reacţie prin condensator de pe celula 4 la celulele 2 şi 3, după cum se arată în figura 13, se obţine blocul numărător binar zecimal (blocul UNILOG tipizat NB1Z). Cele 10 stări ale lui sînt indicate în tabela 1.

Numărătoare binare şi binar-zecimale unidirecţionale pot fi realizate şi cu ajutorul celulei reversibile B2 descrisă în continuare.

5.2. *Numărătoare reversibile.* Aceste numărătoare se realizează cu ajutorul unui circuit binar special, şi anume circuitul reversibil B2 (fig. 14). În principiu, pentru numărarea într-un singur sens, funcţionarea acestui circuit este similară cu cea a circuitului B1, cu deosebirea că impulsul de numărare pe intrarea simetrică nu se obţine cu ajutorul unui element TIMP, ci printr-un circuit de diferenţiere pasiv (C_d,

Tabela 1

Celula	I	II	III	IV
Pondere / Nr. semnal	1	2	4	2
0	0	0	0	0
1	1	0	0	0
2	0	1	0	0
3	1	1	0	0
4	0	0	1	0
5	1	0	1	0
6	0	1	1	0
7	1	1	1	0
8	0	1	1	1
9	1	1	1	1

D_1 pentru numărarea în sens direct, C_i, D_1' pentru numărarea în sens invers). Intrările de comandă a sensului de numărare D şi I sînt întotdeauna antivalente şi se obţin, de obicei, la ieşirea unei memorii. Pentru numărarea în sens direct, $D = 1$, $I = 0$, şi deci impulsurile

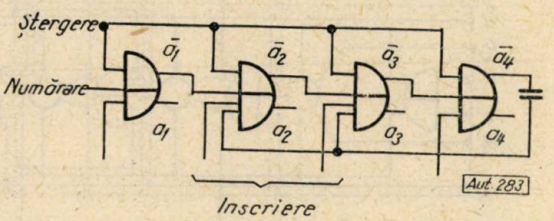


Fig. 13. Numărător binar-zecimal realizat cu circuite binare B1.

de numărare pentru sensul invers, aplicate la borna a_i, sînt scurtcircuitate la masă prin dioda deschisă D_3', rămînînd active la intrarea simetrică numai impulsurile aplicate la borna a_d. Pentru numărarea în sens invers, $D = 0$ şi $I = 1$.

S_i şi S_d reprezintă intrări de ştergere pentru cele două sensuri de numărare. Pentru realizarea numărătoarelor binare reversibile s-au grupat, în cascadă, într-un bloc funcţional tipizat, patru celule binare B2 şi o memorie M de comandă a sensului de numărare (fig. 15, blocul NB2R). Impulsurile de numărare se aplică la borna a_d, respectiv a_i, iar impulsurile de comandă a sensului de numărare, la borna d, respectiv i.

Numărătorul NB2R se transformă în numărător binar zecimal reversibil prin adăugarea, pe alt bloc UNILOG, a două elemente NICI pentru reacţie (fig. 15). Numărătorul binar-zecimal reversibil funcţionează în cod 1242 Aiken, tabela 2.

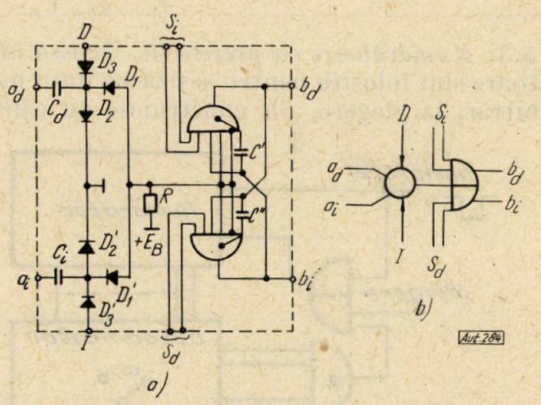


Fig. 14. Circuit binar reversibil B2:
a – schema electrică; *b* – reprezentare în scheme desfăşurate.

Frecvenţa maximă de lucru a acestor numărătoare este de 3 kHz, iar capacitatea de sarcină la toate ieşirile este de 3 SSU.

Celula B2 poate fi utilizată şi pentru numărare binară unidirecţională. În acest caz, dintre

elementele asociate intrării de numărare (fig. 14,*a*) este suficient să se păstreze doar condensatorul C_d. S-a realizat astfel blocul funcţional tipizat NB2S.

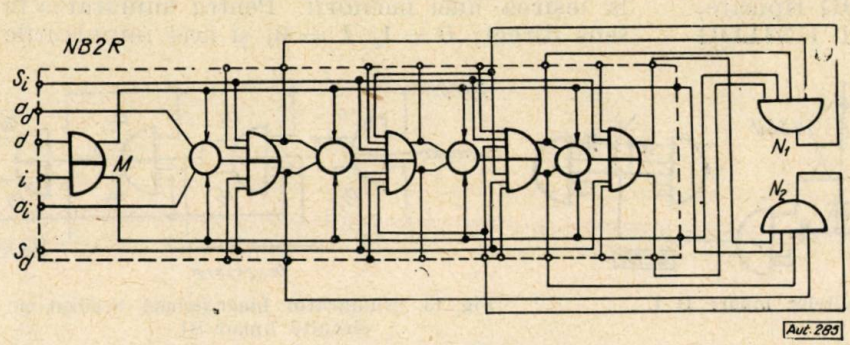


Fig. 15. Numărător binar zecimal reversibil realizat cu circuite binare B2.

Tabela 2

Celula	I	II	III	IV
Pondere / Nr. semnal	1	2	4	2
0	0	0	0	0
1	1	0	0	0
2	0	1	0	0
3	1	1	0	0
4	0	0	1	0
5	1	1	0	1
6	0	0	1	1
7	1	0	1	1
8	0	1	1	1
9	1	1	1	1

5.3. *Numărătoare cu preselecţie.* Aceste numărătoare sînt folosite pentru sesizarea unui număr arbitrar, la alegere. Se construiesc cu ajutorul

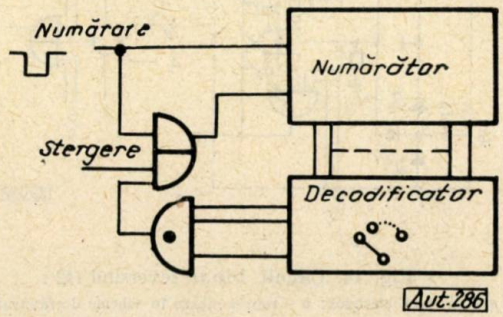


Fig. 16. Numărător de preselecţie.

numărătoarelor binare sau binar-zecimale, cărora li se adaugă un decodificator şi un circuit de memorie pentru comanda ştergerii (fig. 16). Decodificatorul este realizat cu unul sau mai multe comutatoare care conectează ieşirile diferitelor celule ale numărătorului la intrările unui circuit de coincidenţă, în mod convenabil, funcţie de numărul ales.

6. Registre de deplasare

Registrele de deplasare reprezintă, în principiu, un lanţ de memorii, în care informaţia binară înmagazinată efectuează o deplasare cu un pas, într-un sens determinat (spre dreapta la cele unidirecţionale, spre dreapta sau spre stînga la cele reversibile) pentru fiecare impuls de comandă aplicat din exterior.

Un registru unidirecţional poate fi realizat cu elemente ale sistemului UNILOG tip A conform schemei din figura 17. La aplicarea impulsului de înaintare, de durată T_C, memoriile tuturor celulelor sînt aduse în starea 0. După terminarea acestui impuls, circuitele de întîrziere independentă $T_1 - T_2$ ($T_1 > T_C$), acti-

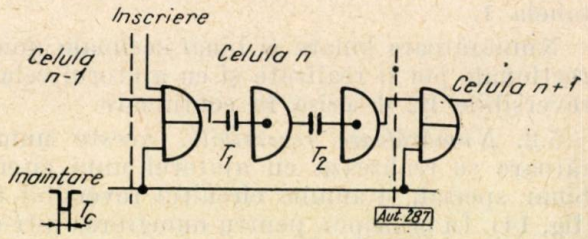


Fig. 17. Registru de deplasare unidirecţional realizat cu elemente UNILOG.

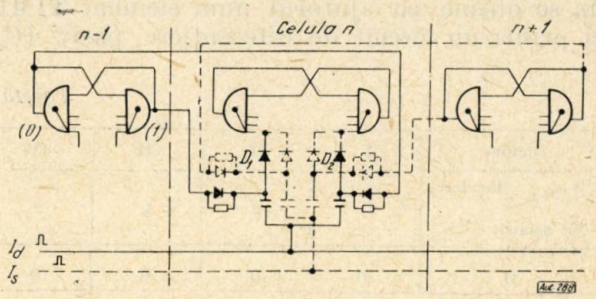


Fig. 18. Registru reversibil :
——— circuit comandă deplasare dreapta;
– – – – circuit comandă deplasare stînga.

vate de memoriile care iniţial se aflau în starea 1, determină înscrierea acestei stări în memoriile celulei următoare.

În cadrul sistemului UNILOG a fost elaborat şi un circuit mai economic (fig. 18), care permite realizarea deplasării în ambele sensuri. La aplicarea impulsului de comandă pe bara I_a, celula n preia starea celulei $n-1$, iar la aplicarea unui impuls pe bara I_s, celula n preia starea celulei $n+1$. Pentru explicarea

acestei funcţionări să presupunem celula $n-1$ în starea indicată în figura 18. Dioda D_1 este polarizată în jurul limitei de conducţie, iar dioda D_2 este puternic blocată. La aplicarea unui impuls I_d de polaritate pozitivă, D_1 se deschide, transistorul elementului stîng al celulei n se blochează indiferent de starea anterioară a acestei celule, şi în consecinţă celula n este adusă în starea precedentă a celulei $n-1$.

Din punct de vedere constructiv, schema din figura 18 este realizată pe două tipuri de blocuri UNILOG tipizate, cu echipare variabilă, unul pentru registre unidirecţionale, celălalt pentru registre reversibile. Există de asemenea un bloc care conţine generatoarele semnalelor I_d şi I_s. Aceste semnale sînt asigurate cu toleranţele de amplitudine şi durată necesare pentru funcţionarea corectă a schemei.

BIBLIOGRAFIE

[1] Argintaru, I., Lungu, C. *Elementele pentru scheme de prelucrare logică şi elementele de intrare ale sistemului UNILOG tip A.* În : Automatica şi Electronica, nr. 5, 1966, p. 206–212.

[2] Andrei, Gh. *Soluţia constructivă a sistemului de elemente de comutaţie statică UNILOG tip A.* În : Automatica şi Electronica, nr. 5, 1966, p. 225–229.

[3] Negreanu, D., Radu, O., Mihăilescu, E. *Utilizări ale elementelor de comutaţie statică UNILOG tip A în telemecanică.* În : Automatica şi Electronica, nr. 5, 1966, p. 250–256.

Ing. Gh. ANDREI

Soluţia constructivă a sistemului de elemente de comutaţie statică UNILOG tip A

1. Principii generale

În cadrul asimilării în fabricaţie a sistemului de elemente de comutaţie statică UNILOG tip A au fost stabilite următoarele principii generale călăuzitoare, care au stat la baza realizării fizice a elementelor. Sistemul este conceput astfel încît formează un tot unitar care conţine atît elementele funcţionale cît şi toate elementele de construcţie şi montaj necesare realizării unor echipamente de automatizare de diversitate foarte mare.

Soluţiile constructive şi tehnologice adoptate asigură elementelor sistemului o serie de calităţi caracteristice : robusteţe, volum mic, insensibilitate la vibraţii şi trepidaţii, funcţionarea în medii diverse cu limite foarte largi ale temperaturii şi umidităţii. Elementele sistemului sînt astfel concepute încît oferă posibilitatea depanării rapide şi uşoare a echipamentelor de automatizare realizate cu ele — indiferent de complexitatea acestora, precum şi posibilitatea verificării oricărui element în timpul funcţionării lui în instalaţie.

Respectarea acestor principii călăuzitoare a fost posibilă prin adoptarea unor soluţii constructive moderne la realizarea principalelor elemente componente, şi anume :

— folosirea cablajelor imprimate şi a maselor termoplastice ;

— adoptarea formei modulare unice pentru toate elementele funcţionale de bază ale sistemului ;

— adoptarea unor elemente de construcţie şi montaj tipizate, interşanjabile şi corelate între ele — blocuri, sertare şi dulapuri ;

— adoptarea sistemului fişă-priză pentru interconectarea tuturor subansamblelor care servesc la realizarea unui echipament de automatizare cu elemente de comutaţie statică UNILOG.

2. Modulul UNILOG

Primul element funcţional şi, în acelaşi timp, element constructiv al sistemului este modulul UNILOG.

Avantajul principal al soluţiei modulare este construcţia tridimensională a elementului, construcţie care a dus la reducerea spaţiului ocupat de acesta. Modulul este format dintr-o cutie

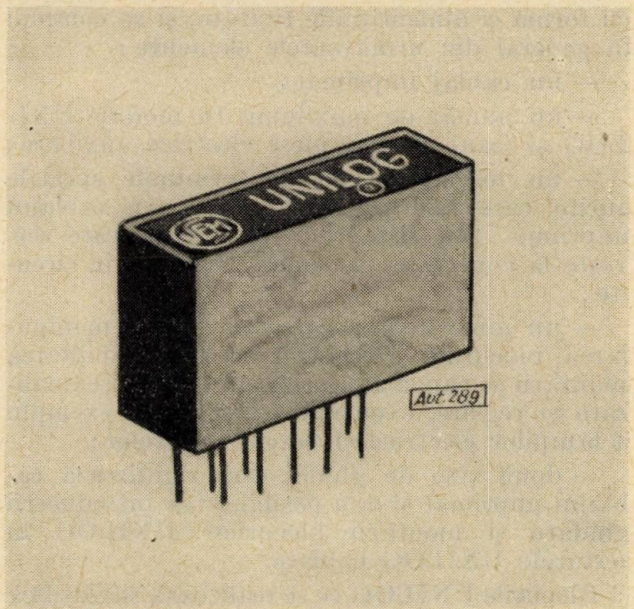


Fig. 1. Modulul UNILOG.

paralelipipedică în care se află un suport de o construcţie specială, ambele piese fiind executate dintr-un material termoplastic. Pe acest suport se află montate transistorul şi rezistenţele corespunzătoare ale elementului şi un mic cablaj imprimat, a cărui construcţie este

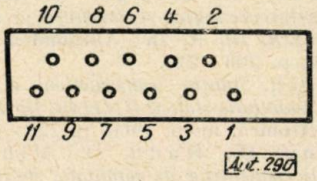


Fig. 2. Numerotarea terminalelor modulului UNILOG

de asemenea specială. Suportul cu piesele montate pe el este încastrat în interiorul cutiei, într-o răşină epoxidică. Terminalele rezistenţelor montate în modul folosesc atît ca terminale ale modulului cît şi ca elemente de fixare şi montaj ale acestuia.

În această formă modulară sînt realizate şapte din elementele de bază ale sistemului. Construcţia fiind identică, acestea nu se deosebesc între ele decît prin culoarea modulului (NICI-A şi B-alb; TIMP-A şi B-vernil; REPETOR — albastru; MA1 — galben; MA3 — roşu; TAMPON — gri; ŞI PASIV — negru).

De remarcat că la toate modulele, cu excepţia modulului TIMP — varianta A, alimentarea cu tensiuni a acestora se face întotdeauna prin intermediul aceloraşi terminale (E_C — terminalul 11; E_B — terminalul 10; 0 — terminalul 9).

3. Blocul UNILOG

Următorul element de construcţie şi montaj, şi în acelaşi timp ansamblu funcţional de bază al sistemului, este blocul UNILOG.

Blocurile UNILOG au construcţie unitară, cu forma şi dimensiunile tipizate, şi se compun în general din următoarele elemente:

— un cablaj imprimat;

— un număr de maximum 16 module UNILOG şi (sau) diverse piese electrice auxiliare;

— un număr de 35 de terminale speciale aurite care realizează, împreună cu cablajul imprimat, fişa sistemului fişă-priză, care serveşte la conectarea blocului UNILOG în circuite;

— un mîner-panou care serveşte la manipularea blocurilor UNILOG şi dă posibilitatea montării pe panou a pieselor electrice de semnalizare şi reglare, eventual necesare, de exemplu a lămpilor electrice şi potenţiometrelor;

— două şine de ghidaj care rigidizează cablajul imprimat şi dau posibilitatea introducerii ghidate şi montării blocurilor UNILOG în sertarele UNILOG cablate.

Blocurile UNILOG ce se realizează se clasifică în următoarele trei categorii principale:

A. Blocuri UNILOG funcţionale tipizate, asimilate şi omologate ca produse de serie într-un număr bine stabilit de tipuri şi variante, ale căror scheme electrice de comutaţie statică realizează funcţiuni de folosinţă generală. Interconectarea pieselor electrice componente este realizată integral prin intermediul cablajelor imprimate tipizate. Se execută în prezent într-un număr de 35 de tipuri şi 94 de variante.

B. Blocuri UNILOG universale:

a) neechipate, asimilate şi omologate ca produse de serie într-un număr bine stabilit de tipuri şi variante, cu ajutorul cărora pot fi realizate uşor orice scheme electrice de comutaţie statică cu module UNILOG şi (sau) diverse piese electrice auxiliare; se execută într-un număr de trei tipuri şi 19 variante;

b) echipate, blocuri ce derivă din cele de mai sus prin echiparea acestora cu modulele UNILOG şi (sau) piesele electrice necesare realizării unei scheme electrice specifice de comutaţie statică; se execută în orice variantă de echipare dorită.

Interconectarea pieselor electrice componente se realizează parţial prin intermediul cablajului imprimat tipizat, parţial prin intermediul unui cablaj cu sîrmă de conexiuni.

C. Blocuri UNILOG speciale:

a) neechipate, caracterizate prin cablaje imprimate speciale, netipizate, care servesc la realizarea unor scheme electrice de comutaţie statică cu funcţiuni speciale; se execută în orice variantă dorită;

b) echipate, blocuri ce derivă din cele de mai sus prin echiparea acestora cu module UNILOG şi (sau) piesele electrice necesare realizării schemei electrice specifice de comutaţie statică; se execută în orice variantă de echipare dorită.

Interconectarea pieselor electrice componente se realizează integral prin intermediul cablajului imprimat special.

La realizarea echipamentelor de automatizare cu elemente de comutaţie statică UNILOG se folosesc cu precădere blocurile UNILOG funcţionale tipizate.

Schema electrică de comutaţie statică a oricărui echipament UNILOG poate fi realizată în proporţie foarte mare prin combinarea judicioasă a acestor blocuri. Partea din schemă nerealizabilă astfel, specifică fiecărui tip de echipament UNILOG în parte, se realizează folosind, după caz, blocuri UNILOG universale sau speciale, echipate. Folosirea blocurilor UNILOG universale echipate este recomandată în cazurile echipamentelor UNILOG ce se execută ca modele experimentale, produse unicate sau produse de serie foarte mică.

Folosirea blocurilor UNILOG speciale echipate este recomandată în cazurile în care seria

de fabricaţie a fiecărei variante de cablaj imprimat special în parte este suficient de mare pentru a fi economică.

Pentru a distinge cu uşurinţă diferitele tipuri şi variante de blocuri UNILOG între ele a fost adoptat şi normat un sistem de litere şi

litera S — blocuri UNILOG speciale;

literele $U - X$ — blocuri UNILOG universale.

Blocurile speciale, care folosesc numai sistemul constructiv al blocurilor UNILOG fără

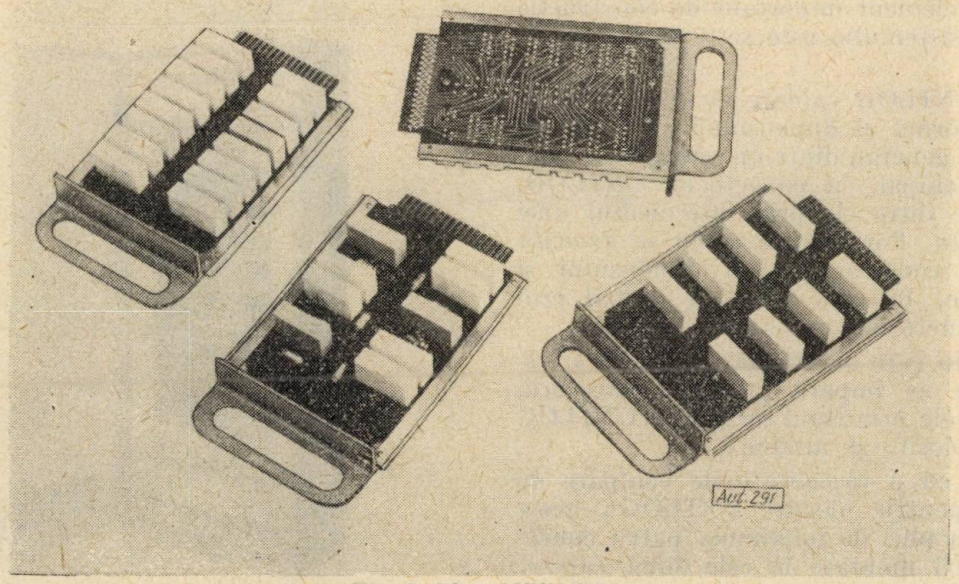


Fig. 3. Blocuri UNILOG.

cifre, marcate pe mînerul blocului. Ca regulă generală, prima literă mare a acestui cod special reprezintă grupa de funcţiuni în care se încadrează blocul UNILOG respectiv, iar celelalte, rolul blocului în această funcţiune sau varianta de echipare.

a realiza scheme electrice de comutaţie statică cu elemente UNILOG şi avînd alte destinaţii, se marchează cu literele Y sau Z urmate de sistemul de codificare propriu domeniului de folosire respectiv.

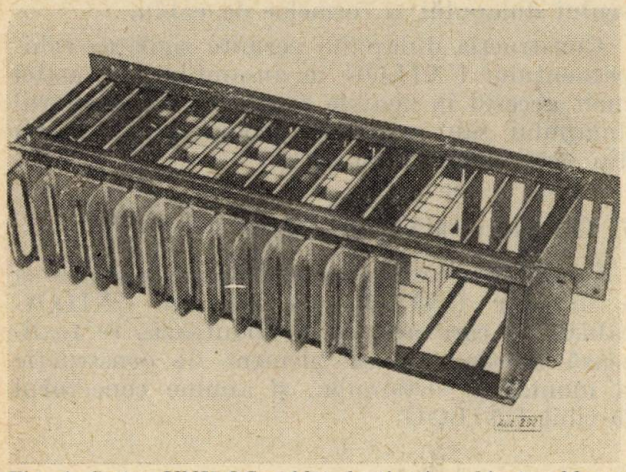


Fig. 4. Sertar UNILOG cablat de tip A, echipat cu blocuri UNILOG.

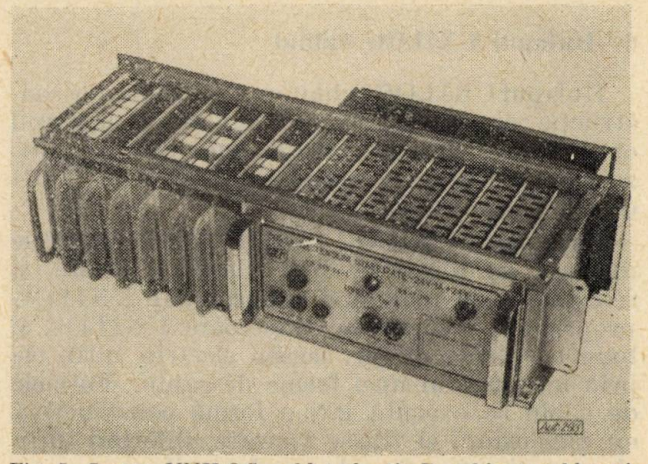


Fig. 5. Sertar UNILOG cablat de tip B, echipat cu blocuri UNILOG şi sursa UNILOG tip STS 24—1.

Literele mari folosite în sistemul de codificare al blocurilor UNILOG pentru grupele de funcţiuni sînt repartizate între cele trei categorii principale astfel:

literele $A - R$ şi T — blocuri UNILOG funcţionale tipizate;

4. Conectorul UNILOG

Cel de-al treilea element de construcţie şi montaj al sistemului este conectorul UNILOG.

Conectorul UNILOG are o construcţie specială şi reprezintă priza sistemului fişă-priză

folosit în sistemul UNILOG pentru interconectarea tuturor subansamblelor funcţionale. El are un număr de 35 de terminale aurite, de construcţie specială, similară cu aceea a terminalelor de conectare ale blocului UNILOG.

5. Sertarul UNILOG cablat

Următorul element important de construcţie şi montaj al sistemului este sertarul UNILOG cablat.

Sertarele UNILOG cablate au o construcţie unitară, cu forma şi dimensiunile tipizate, şi se compun, în general, dintr-un sertar UNILOG propriu-zis, echipat cu conectoare UNILOG, legate electric între ele prin intermediul unei forme de cablu. Formele de cablu se execută într-o formă constructivă cu dimensiuni şi trasee tipizate, diferind între ele numai prin adresele conductorilor.

Variantele în care se execută sertarele UNILOG cablate se împart în două categorii, diferind între ele prin tipul sertarului UNILOG propriu-zis folosit, şi anume:

— tipul A cu o capacitate de echipare de 16 locaşuri pentru blocuri UNILOG; acest tip dispune în plus de maximum patru conectoare UNILOG montate la cele două capete, prin intermediul cărora se realizează cuplarea acestuia cu circuitele exterioare;

— tipul B cu o capacitate de echipare de şapte locaşuri pentru blocuri UNILOG şi un locaş pentru o sursă UNILOG tip STS 24—1; acest tip dispune în plus de maximum două conectoare UNILOG pentru cuplarea cu circuitele exterioare.

6. Dulapul UNILOG cablat

Dulapul UNILOG cablat este elementul de construcţie şi montaj al sistemului cu ajutorul căruia pot fi realizate echipamente de automatizare cu elemente de comutaţie statică UNILOG de complexitate mai mare.

Dulapurile UNILOG cablate au o construcţie unitară, cu forma şi dimensiunile tipizate, şi se compun, în general, dintr-un dulap UNILOG propriu-zis, echipat cu conectoare UNILOG şi bare cu cleme de şir, legate electric între ele prin intermediul unei forme de cablu. Formele de cablu se execută într-o formă constructivă cu dimensiuni şi trasee tipizate, diferind între ele numai prin adresele conductorilor.

Variantele în care se execută dulapurile UNILOG cablate se împart în trei categorii, diferind între ele prin tipul dulapului UNILOG propriu-zis folosit, şi anume tipurile A, B şi C, avînd fiecare o capacitate de echipare de 10,7 şi, respectiv, patru locaşuri pentru sertare UNILOG cablate şi (sau) surse UNILOG tip STS 24—5.

Soluţia constructivă a dulapurilor oferă posibilitatea etichetării şi blocării mecanice împotriva scoaterii blocurilor UNILOG ce se introduc în sertarele UNILOG cablate. Cadrul mobil pe care se montează sertarele UNILOG cablate se poate roti în jurul unui ax lateral, astfel

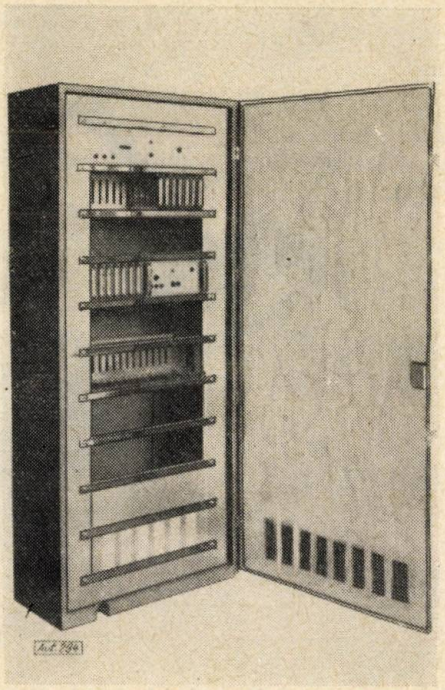


Fig. 6. Dulap UNILOG cablat de tip A, echipat cu sertare UNILOG cablate, blocuri UNILOG şi surse UNILOG.

încît el poate fi scos din dulap, rotirea fiind de 90°. Acest lucru dă posibilitatea vizitării interiorului dulapului şi formelor de cablu.

Construcţia dulapului permite sigilarea echipamentului UNILOG în ansamblul lui, astfel încît accesul în spatele sertarelor, în interiorul dulapului sau scoaterea blocurilor UNILOG din sertare pot fi interzise.

7. Conectorul UNILOG flexibil

Conectarea sertarelor UNILOG cablate şi a surselor UNILOG cu dulapul UNILOG cablat, în care acestea se montează, se realizează folosind un alt element de construcţie şi montaj al sistemului, şi anume conectorul flexibil UNILOG.

8. Sursele UNILOG

La realizarea surselor de tensiuni stabilizate UNILOG au fost adoptate, de asemenea, soluţii constructive în concordanţă cu celelalte elemente funcţionale sau de construcţie şi montaj ale sistemului. S-a avut în vedere în primul rînd ca în formele şi dimensiunile impuse de acestea să se obţină maximum de

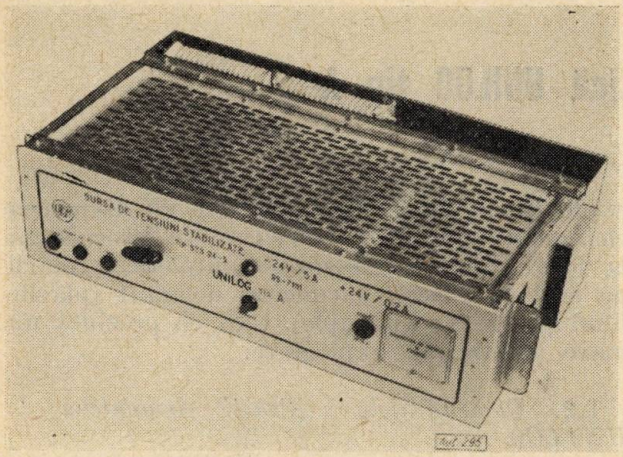


Fig. 7. Sursa UNILOG tip STS 24—5.

putere utilă, astfel încît raportul dintre volumul ocupat de sursă şi volumul ocupat de elementele alimentate de ea să fie redus la minimum. Sursele se realizează în două variante care diferă între ele prin capacitatea lor de încărcare corelată cu dimensiunea şi forma constructivă, şi anume:

— sursa UNILOG tip STS 24—5, care poate debita un curent de maximum 5 A la tensiunea de —24 V şi 0,5 A la tensiunea de +24 V, este realizată sub forma unui bloc compact care ocupă în dulapul UNILOG cablat spaţiul necesar unui sertar, şi anume un locaş;

— sursa UNILOG tip STS 24—1, care poate debita un curent de maximum 1 A la tensiunea de —24 V şi 0,1 A la tensiunea de + 24 V, este realizată de asemenea sub forma unui bloc compact care se poate introduce într-un locaş special al sertarului UNILOG cablat de tip B, ocupînd în acesta spaţiul echivalent a nouă blocuri UNILOG.

Circuitele de stabilizare a tensiunilor negativă şi pozitivă şi releul electronic de protecţie sînt realizate într-o formă unitară interşanjabilă şi sînt identice la ambele surse, putîndu-se înlocui reciproc.

9. Echipamentele UNILOG

Prin echipament UNILOG se înţelege acea parte dintr-o instalaţie de automatizare care constituie un ansamblu funcţional şi constructiv realizat numai cu elemente ale sistemului de comutaţie statică UNILOG. În general, echipamentele UNILOG sînt constituite din unul sau mai multe dulapuri UNILOG cablate, echipate cu sertare UNILOG cablate, surse UNILOG, blocuri UNILOG şi conectoare UNILOG flexibile.

Din cele arătate pînă acum se observă că problema depanării echipamentelor UNILOG oricît de complexe este mult uşurată prin faptul că soluţiile constructive alese permit accesibilitatea la oricare dintre elementele componente. În plus, prin adoptarea sistemului de interconectare fişă-priză pentru toate ansamblele componente ale echipamentului UNILOG, schema electrică a acestuia, oricît de complexă, este divizibilă în scheme electrice simple, separate galvanic, deci foarte uşor verificabile.

Trebuie de asemenea menţionat că oricare dintre blocurile UNILOG componente ale unui echipament UNILOG poate fi verificat în timpul funcţionării sale întrebuinţînd în acest scop un element auxiliar sistemului, şi anume blocul de depanare şi reglare UNILOG.

BIBLIOGRAFIE

[1] Andrei, Gh., Oară Rodica. *Sistemul de elemente de comutaţie statică transistorizat UNILOG tip A — principii de funcţionare, constructive, caracteristici tehnice principale şi realizare practică.* Referat prezentat la sesiunea de comunicări tehnico-ştiinţifice a uzinei „Electromagnetica", octombrie 1963.

[2] Andrei, Gh. *Principii constructive adoptate la realizarea sistemului de comutaţie statică transistorizat UNILOG.* Referat prezentat la sesiunea de comunicări tehnico-ştiinţifice a M.I.C.M. — D.G.I.E.T., G.U.A.E.I.A. şi C.N.I.T.

[3] *Normele interne departamentale elaborate de uzina „Electromagnetica" privind produsele UNILOG.*

[4] *Norma pentru redactarea proiectelor de execuţie ale echipamentelor de automatizare cu elemente de comutaţie statică UNILOG tip A,* elaborată de uzina „Electromagnetica".

[5] *Nomenclatorul produselor ce fac parte din sistemul de comutaţie statică UNILOG tip A* (asimilate de uzina „Electromagnetica" şi în curs de asimilare).

Ing, A. DAVIDOVICIU

Utilizarea elementelor de comutaţie statică UNILOG tip A în instalaţiile de automatizare

Asimilarea în fabricaţie a elementelor de comutaţie statică UNILOG tip A ridică problema utilizării lor raţionale, a folosirii la maximum a avantajelor tehnice şi economice pe care le prezintă aceste elemente. Pentru a decide oportunitatea utilizării elementelor de comutaţie statică UNILOG trebuie avute în vedere toate avantajele şi dezavantajele lor.

O dată luată hotărîrea de a utiliza elementele UNILOG, se pune problema proiectării corecte şi cît mai economice a schemelor cu asemena elemente, în limitele respectării condiţiilor tehnice impuse.

În cele ce urmează se vor trata cîteva aspecte legate de cele două probleme mai sus amintite. Atît justificarea utilizării elementelor UNILOG, cît şi proiectarea corectă a schemelor, au aspecte multiple ce pot diferi de la caz la caz; în cadrul restrîns al acestui articol se vor trata doar cîteva aspecte principale.

1. Avantajele şi dezavantajele utilizării elementelor UNILOG în instalaţiile de automatizare

1.1. *Avantajele utilizării elementelor UNILOG*

În general, toate tipurile de elemente de comutaţie statică asigură un tip de comutare (trecerea dintr-o stare în alta) foarte mic, de ordinul microsecundelor, adică pot executa un număr mare de comutări pe secundă (de la 10^3 la 10^6 comutări/s).

Din acest punct de vedere, al frecvenţei de lucru, sistemul unificat de elemente de comutaţie statică UNILOG tip A face parte din categoria elementelor de joasă frecvenţă, frecvenţa maximă garantată de lucru fiind de 5 kHz.

Durata de viaţă a elementelor de comutaţie statică este foarte mare (cu condiţia respectării condiţiilor nominale de funcţionare ± toleranţele admisibile), fiind independentă de numărul de comutări. Se apreciază durata de viaţă a acestor elemente în jurul a 30 de ani. Siguranţa în funcţionare a acestor elemente este mare, nemaiexistînd pericolul blocării mecanice, lipirii contactelor etc. De asemenea aceste elemente sînt insensibile la trepidaţii, acceleraţii, praf, umiditate, nu produc flamă etc.

Puterea consumată pe element este mică — circa 240 mW pentru modulul NICI-UNILOG tip A. Gabaritele elementelor UNILOG sînt reduse, astfel încît instalaţiile realizate cu ele au dimensiuni şi greutate mici.

Frecvenţa de defectare a elementelor de comutaţie statică este atît de mică, încît în exploatarea instalaţiilor realizate cu asemenea elemente, în caz de defectare, se procedează la localizarea şi înlocuirea completă a plăcii pe care se găseşte elementul defectat (plăcile fiind prevăzute cu cuple), ceea ce prezintă un mare avantaj în exploatare.

1.2. *Dezavantajele utilizării elementelor UNILOG*

Elementele UNILOG:

— au un domeniu admisibil pentru temperatura mediului ambiant limitat (între —10°C şi +50°C);

— sînt sensibile la variaţii ce depăşesc anumite limite ale tensiunii de alimentare, deci necesită surse de alimentare stabilizate (variaţii admisibile ± 3% pentru — 24V);

— comută semnale de putere mică, necesitînd la ieşire amplificatoare (de exemplu modulele UNILOG A1 de 1 W şi A3 de 3 W);

— nu realizează o comutare ideală, factorul de comutare K avînd o valoare finită:

$$K = \frac{\text{rezistenţa în stare blocată}}{\text{rezistenţa în stare de conducţie}} = 300 - 400;$$

— nu există o separare galvanică între intrarea şi ieşirea elementului.

Particularitatea logico-funcţională esenţială care deosebeşte un element UNILOG de un releu electromagnetic constă în faptul că un element UNILOG are o singură ieşire şi mai multe intrări independente între ele, relaţia de dependenţă dintre ieşire şi intrări fiind funcţia logică NICI pe care o realizează elementul:

$$f = \overline{a \cup b \cup c \cup d \cup e},$$

unde:

f este semnalul de ieşire;

$a, b, \ldots e$ — semnalele de intrare.

Această proprietate influenţează modul de concepere a schemelor.

2. Domenii de utilizare a elementelor UNILOG

În automatizări, domeniile importante în care se utilizează în general elemente de comutaţie statică sînt următoarele:

— comenzi şi interblocări;

— comandă după program;

— aparate numerice de măsură (inclusiv traductoare);

— reglarea automată numerică;

— control centralizat şi prelucrarea numerică a datelor (maşini electronice de calcul);
— transmiterea la distanţă a informaţiei (telemecanică).

Toate aceste domenii, cu excepţia primului, se caracterizează prin frecvenţe de lucru şi număr de comutări foarte mari, aşa încît comutaţia statică reprezintă singura soluţie practică de abordare a lor. În primul domeniu (comenzi, interblocări), caracterizat prin frecvenţe de lucru joase, se pot utiliza atît relee, cît şi elemente de comutaţie statică.

Din acest domeniu fac parte dispozitivele (schemele) care pot realiza :

— comenzi simple (de exemplu pornire/oprire agregate);

— interblocări între comenzi (de exemplu pornirea/oprirea unor agregate într-o anumită ordine, de obicei ordinea inversă sensului fluxului tehnologic; orice oprire de agregat trebuie să producă automat prin interblocări oprirea agregatelor dinaintea lui, pentru a evita blocarea materialului);

— semnalizări (de exemplu semnalizarea pe panoul dispecerului a stării de funcţionare a agregatelor dintr-un flux tehnologic).

Înlocuirea releelor electromagnetice, utilizate în mod obişnuit în acest domeniu, trebuie făcută cu atenţie, deoarece unul dintre avantajele principale ale elementelor UNILOG faţă de relee, şi anume frecvenţa lor mai mare de lucru (aproximativ 100 de ori mai mare), nu este în general folosit, fiindcă în acest domeniu frecvenţele de lucru sînt mici (cîteva comenzi/semnalizări pe secundă).

Se consideră în general, pe baza experienţei dobîndite, că elementele de comutaţie statică pot să înlocuiască releele electromagnetice, în scheme ce îndeplinesc următoarele condiţii [1]:

a) raportul dintre numărul intrărilor (elemente de iniţiere) şi numărul ieşirilor (elemente de execuţie) mai mare decît 5;

b) raportul dintre numărul releelor şi numărul ieşirilor mai mare decît 5;

c) să existe cel puţin 50 de contacte de relee în circuite ce nu comandă direct elemente de execuţie (electromagneţi, contactoare, lămpi etc.).

La aprecierea oportunităţii înlocuirii releelor prin elemente de comutaţie statică trebuie să se ia în considerare şi costul suplimentar rezultat din necesitatea utilizării, în cazul comutaţiei statice, a unor surse stabilizate, amplificatoare de ieşire etc.

De la un anumit grad de complexitate a schemei, avantajele elementelor UNILOG referitoare la puterea consumată, gabarit, siguranţa în funcţionare etc. încep să conteze din ce în ce mai mult, iar raportul de cost faţă de relee se modifică în favoarea comutaţiei statice.

3. Consideraţii de proiectare a schemelor realizate cu elemente UNILOG

Condiţiile principale pentru proiectarea corectă a unei scheme cu elemente UNILOG sînt în general următoarele :

a) schema să realizeze programul de funcţionare propus prin temă;

b) schema să respecte toate condiţiile (restricţiile) impuse elementelor UNILOG prin normele interne de fabricaţie;

c) schema să fie realizată de preferinţă cît mai economic, adică cu un număr minim de elemente UNILOG.

Problema proiectării unei scheme cu elemente UNILOG poate apărea sub două aspecte, şi anume :

— există o schemă care îndeplineşte condiţiile a) şi b) şi se doreşte simplificarea ei, fiind vorba de o problemă de „analiză";

— există doar programul de funcţionare al schemei şi se doreşte proiectarea schemei, în care caz este vorba de o „sinteză"; în cazul în care sinteza ţine seamă de toate cele trei condiţii amintite, este vorba de o „sinteză minimală".

Sinteza minimală prezintă cel mai mare interes, ea incluzînd de fapt şi celelalte aspecte amintite.

Din punct de vedere al elementelor logice componente, schemele se împart în :

— scheme care nu conţin elemente de memorie, numite şi scheme combinatorii, la care starea schemei, deci valorile semnalelor de ieşire la un moment dat, depinde exclusiv de valorile mărimilor de intrare în acel moment;

— scheme care conţin elemente de memorie, numite şi scheme secvenţiale, la care valorile semnalelor de ieşire depind nu numai de valorile în acel moment ale semnalelor de intrare, ci şi de ordinea în care aceste mărimi de intrare au luat valorile respective; cu alte cuvinte contează şi stările precedente pe care le-a avut schema.

Proiectarea unei scheme cu elemente logice diferă după cum schema conţine sau nu elemente de memorie.

În acest capitol ne vom referi în continuare exclusiv la scheme combinatorii şi vom prezenta o metodă grafoanalitică, de sinteză minimală a lor, bazată pe utilizarea diagramelor VEITCH [2].

Un avantaj al metodelor de proiectare logică a schemelor cu elemente UNILOG este faptul că nu necesită cunoaşterea acestor elemente la nivelul de schemă electronică, proiectarea putînd fi făcută de personal fără pregătire de specializare, electronică.

Orice metodă de sinteză porneşte de la programul de funcţionare dat al schemei, adică : ce valoare logică (0 sau 1) trebuie să aibă diferitele mărimi de ieşire ale schemei, pentru

toate combinaţiile posibile dintre valorile mărimilor de intrare ale schemei. Pentru n mărimi binare de intrare există 2^n combinaţii de intrare şi 2^{2^n} combinaţii distincte posibile între ieşire şi intrări.

Acest program de funcţionare al schemei se prezintă de obicei sub forma unei „tabele de funcţionare" numită şi „tabelă de adevăr", de exemplu tabela 1, unde a şi b sînt cele două

Tabela 1

Intrări		Ieşire
a	b	
0	0	0
1	0	0
0	1	1
1	1	0

mărimi de intrare. Metoda de sinteză menţionată anterior utilizează diagrama VEITCH, care nu reprezintă altceva decît o redesenare a tabelei de funcţionare sub o formă convenabilă, foarte compactă.

În figura 1 este reprezentată diagrama VEITCH pentru două variabile (mărimi de intrare), în care s-au scris şi coordonatele celor patru zone ale diagramei. Coordonatele zonelor fiind totdeauna aceleaşi, nu se trec pe diagramă decît coordonatele generale a şi b, pe laturile exterioare ale diagramei (fig. 1, b), iar $\bar{a}$ şi $\bar{b}$ se presupun. În interiorul zonelor diagramei se trec valorile funcţiei logice (a semnalului de ieşire pentru care se construieşte diagrama) corespunzătoare combinaţiei semnalelor de intrare respective. În figura 1, b s-a completat diagrama cu valorile din tabela 1.

Diagramele VEITCH pentru mai multe variabile se obţin prin extinderea corespunzătoare a celei pentru două variabile [2].

Pentru obţinerea schemei minimale cu elemente NICI se scrie funcţia logică din diagrama

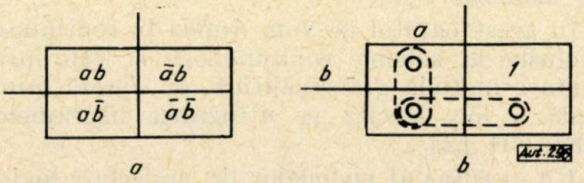


Fig. 1. Diagrama VEITCH pentru două variabile: a – coordonatele zonelor; b – funcţia din tabela 1.

VEITCH, exprimîndu-se coordonatele zonelor de 0, după ce în prealabil aceste zone au fost grupate în mod adecvat; se ia apoi inversul sumei logice obţinute. Esenţa minimizării constă în gruparea zonelor de zero.

În diagrama din figura 1, b se constată că, atunci cînd se trece din zona $a \cdot b$ în zona $a \cdot \bar{b}$, cu toate că variabila b îşi schimbă valoarea (din b în $\bar{b}$), valoarea funcţiei logice (a semnalului de ieşire) nu se schimbă (este tot 0), deci

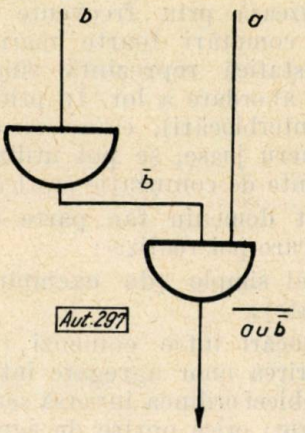


Fig. 2. Schema cu elemente NICI conform tabelei 1.

pentru aceste două zone ale diagramei ieşirea nu depinde de intrarea b.

Aceste lucru rezultă şi pe cale analitică:

$$ab \cup a\bar{b} = a(b \cup \bar{b}) = a.$$

Aceeaşi observaţie este valabilă şi pentru zonele $a\bar{b}$ şi $\bar{a}\bar{b}$.

Conform metodei definite mai sus, în diagrama din figura 1, b se pot grupa de două ori cîte două zone de 0 şi, conform celor afirmate mai sus, rezultă expresia:

$$\overline{\bar{a} \cup \bar{b}} = \overline{\bar{a} \cup b}$$

şi schema cu elemente NICI-UNILOG din figura 2.

Observaţii asupra metodei:

— o diagramă este valabilă pentru o singură ieşire; pentru o schemă cu mai multe ieşiri se întocmesc diagramele VEITCH cîte una pentru fiecare ieşire, iar la gruparea zonelor de 0 dintr-una din diagrame se ţine seamă de configuraţia tuturor diagramelor;

— zonele de 0 se pot grupa doar cîte $2-4-8 \ldots 2^n$, cu condiţia să fie vecine (prin interiorul sau exteriorul diagramei);

— în cazul în care prin programul de funcţionare al schemei nu se definesc valorile semnalelor de ieşire pentru unele combinaţii ale semnalelor de intrare (deci sînt stări indiferente), se completează zonele respective din diagrama VEITCH cu 1 sau 0, în mod convenabil pentru gruparea zonelor de 0.

Există de asemenea şi metode analitice care asigură o sinteză minimală direct în elementele NICI [3], [4].

Un auxiliar preţios la operarea cu funcţii logice, în cadrul sintezei minimale, îl constituie formulele lui De Morgan :

$$\overline{a \cup b} = \bar{a} \cdot \bar{b};$$

$$\overline{a \cdot b} = \bar{a} \cup \bar{b}.$$

Ca o ilustrare a proiectării unei scheme cu elemente logice NICI cu ajutorul diagramei VEITCH se dă în continuare sinteza minimală a unei scheme care trebuie să semnalizeze la un panou dispecer situaţia cînd cel puţin două agregate din trei posibile sînt în stare de funcţionare (de exemplu agregatele sînt trei pompe în paralel).

Din tabela 2 de funcţionare s-a întocmit diagrama VEITCH (fig. 3) şi, prin gruparea zonelor de 0, se poate scrie :

$$f = \overline{\bar{a}\,\bar{c} \cup \bar{a}\,\bar{b} \cup \bar{b}\,\bar{c}} = \overline{\overline{a \cup c} \cup \overline{a \cup b} \cup \overline{b \cup c}}.$$

Tabela 2

Intrări			Ieşire
a	b	c	
0	0	0	0
1	0	0	0
0	1	0	0
0	0	1	0
1	1	0	1
1	0	1	1
0	1	1	1
1	1	1	1

Rezultă schema din figura 4, *a*, în care a fost introdus şi amplificatorul necesar acţionării

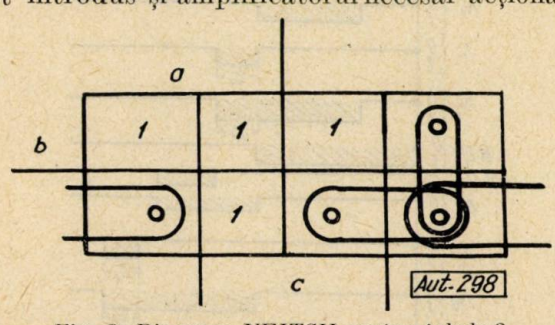


Fig. 3. Diagrama VEITCH pentru tabela 2.

lămpii *h*. Funcţionarea schemei se poate verifica pe diagrama din figura 4, *b*.

Alte exemple de utilizare a diagramei VEITCH pentru sinteza minimală a circuitelor cu elemente NICI sînt date, în numărul de faţă al revistei, în [7].

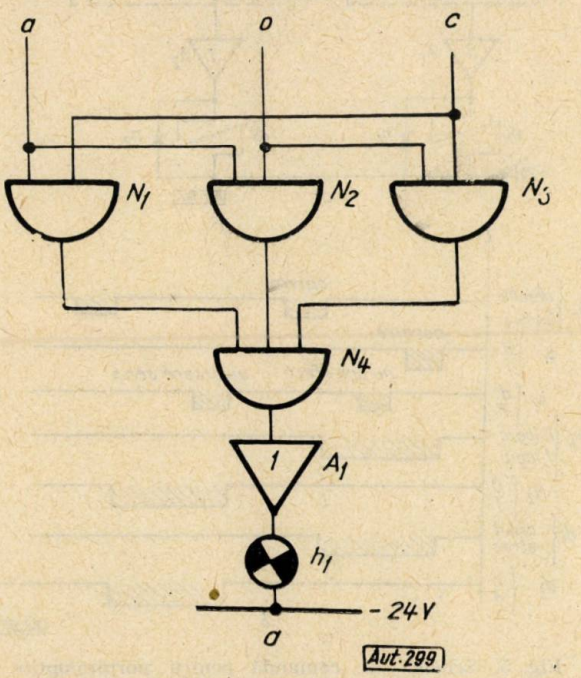
4. Exemple de utilizare a elementelor UNILOG în scheme secvenţiale

Se vor considera în cele ce urmează cîteva exemple de utilizare a elementelor UNILOG tip A în domeniul instalaţiilor de comandă, interblocare şi semnalizare.

Exemplul 1. Comanda şi interblocarea la pornirea/oprirea unui electromotor cu inversare de sens

În figura 5 se reprezintă o schemă logică simplă de comandă a pornirii/opririi şi inversării sensului unui electromotor, realizată cu elemente UNILOG tip A.

Schemei i se cere să memoreze comenzile de acţionare a motorului într-un sens sau altul,



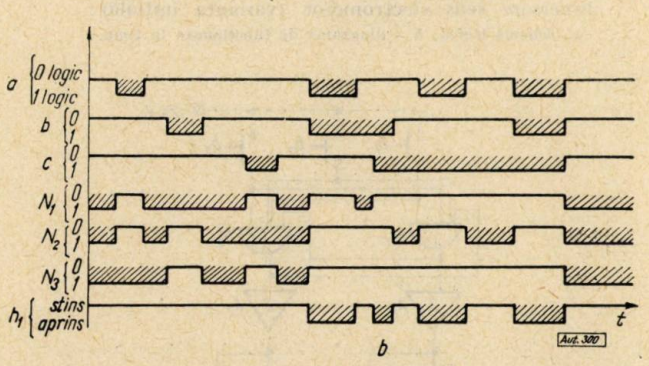


Fig. 4. Schema de semnalizare a funcţionării a cel puţin două agregate din trei :

a – schema logică cu elemente NICI; *b* – diagrama de funcţionare în timp.

date prin două butoane, şi să permită inversarea sensului numai după o prealabilă oprire a motorului. Memorarea comenzilor se face cu ajutorul memoriilor M_1 şi M_2 care în repaus sînt în starea desenată în figura 5, *a* (elementul NICI din dreapta blocat, semnal 1 la ieşire) şi nici un contactor nu este atras. La apăsarea pe butonul b_1 se înscrie (basculează) memoria M_1 şi, prin intermediul amplificatorului A_1, se atrage contactorul d_1. Similar se atrage contactorul d_2 la apăsarea pe butonul b_2.

Deoarece elementul M_1 este o memorie (realizată din două elemente NICI-UNILOG legate ca circuit bistabil), electromotorul va continua

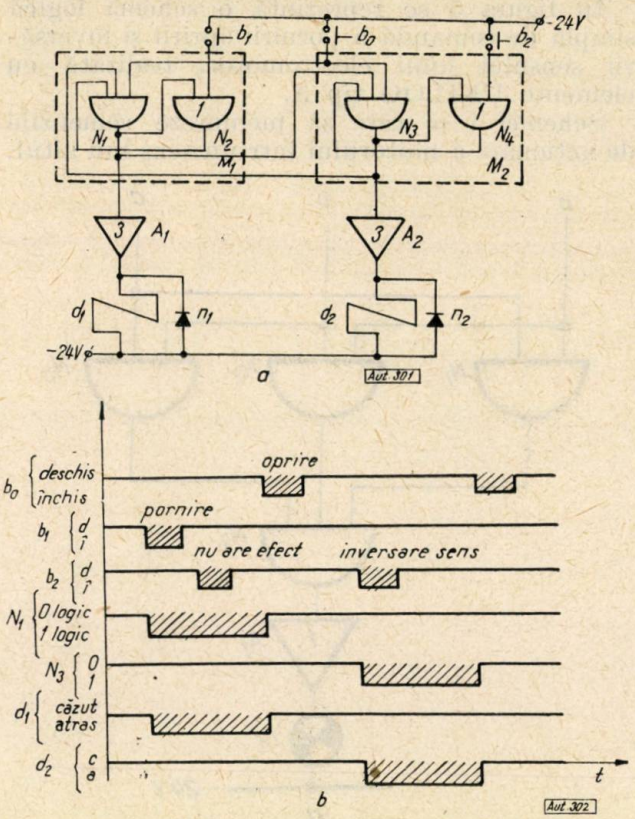


Fig. 5. Schema de comandă pentru pornire/oprire şi inversare sens electromotor (varianta iniţială) :
a – schema logică; *b* – diagrama de funcţionare în timp.

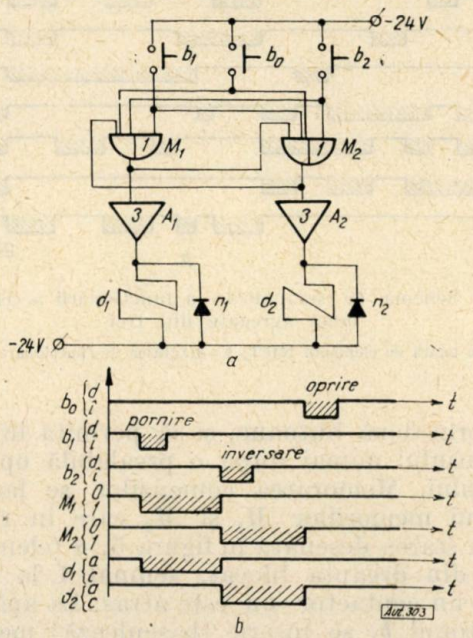


Fig. 6. Schema de comandă pentru pornire/oprire şi inversare sens electromotor (varianta îmbunătăţită); memoriile M_1 şi M_2 sînt aceleaşi ca în fig. 5, *a* :
a – schema logică; *b* – diagrama de funcţionare în timp.

să se rotească chiar după eliberarea butonului b_1 (memoria M_1 are rolul contactului de automenţinere din schemele cu relee). Memoria M_1, o dată înscrisă (basculată), blochează memoria M_2 în starea iniţială (şi invers, M_2 pe M_1), ceea ce asigură interblocarea reciprocă a celor două contactoare d_1 şi d_2 pentru evitarea atragerii lor simultane (s-ar pune în scurtcircuit două faze ale alimentării electromotorului). Rezultă că, pentru inversarea sensului electromotorului, este necesar să se acţioneze în prea-

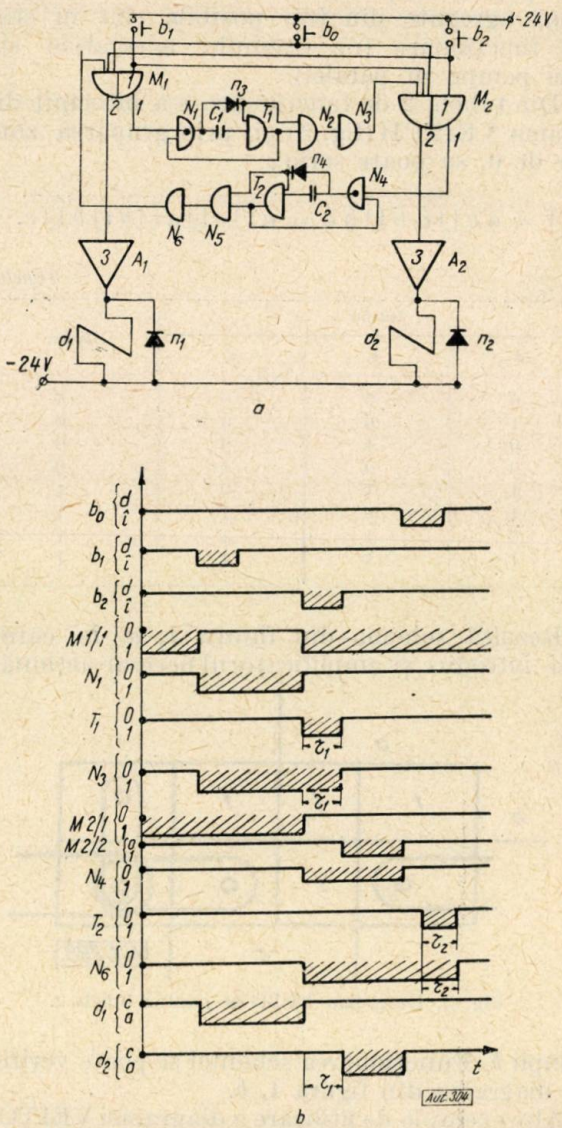


Fig. 7. Schema de comandă pentru pornire/oprire şi inversare sens electromotor (varianta cu temporizare) :
a – schema logică; *b* – diagrama de funcţionare în timp.

labil butonul b_0 care readuce ambele memorii în starea iniţială, după care se poate apăsa pe oricare dintre butoanele b_2 sau b_1. În figura 5, *b* este reprezentată diagrama de funcţionare în timp a acestei scheme. În cazul în care comenzile de inversare a sensului sînt dese, se poate perfecţiona schema din figura 5 pentru

a evita necesitatea acţionării a două butoane la inversarea sensului.

În figura 6 este reprezentată schema modificată, care diferă de varianta iniţială prin legăturile suplimentare dintre butonul b_1 şi memoria M_2 şi dintre butonul b_2 şi memoria M_1. Cînd se doreşte inversarea sensului de rotire a electromotorului, se apasă pe butonul de sensul dorit — b_2 sau b_1 — care produce întîi readucerea memoriei M_1, respectiv M_2, în starea iniţială (deci căderea contactorului d_1 sau d_2 şi oprirea electromotorului), iar apoi, în secvenţă, înscrierea memoriei M_2, respectiv M_1, atragerea contactorului corespunzător şi pornirea electromotorului în sensul comandat. Butonul b_0 este păstrat pentru oprirea electromotorului.

Desigur că schema poate fi perfecţionată în continuare; de exemplu, utilizînd elemente de TIMP-UNILOG, se poate prevedea o anumită temporizare în atragerea contactoarelor, la inversarea de sens, necesară opririi complete a electromotorului (datorită inerţiei).

În figura 7 această temporizare este asigurată de elementele TIMP T_1 şi T_2. Datorită acestor elemente, la iniţierea unei comenzi de inversare a sensului, pentru o perioadă de timp τ, memoria respectivă este comandată pe ambele sensuri şi are semnal 0 pe ambele ieşiri.

Exemplul 2. Comanda unei benzi transportoare

În figura 8 este reprezentată schema de comandă a unei benzi transportoare mobile, a cărei poziţie este comandată automat prin apăsarea pe unul dintre cele trei butoane b_1, b_2, b_3, corespunzătoare celor trei poziţii ale căruciorului benzii. Acest cărucior este deplasat cu ajutorul unui electromotor şi poate avea următoarele poziţii:

— stînga: descărcare în siloz 1;
— mijloc: descărcare în siloz 2;
— dreapta: descărcare în siloz 3.

Schema realizează deci:

— la apăsarea pe butonul b_1 — pornirea electromotorului spre stînga (dacă căruciorul era în altă poziţie decît stînga), oprirea electromotorului la ajungerea pe poziţia stînga;

— la apăsarea pe butonul b_3 — la fel ca la apăsarea pe b_1, dar deplasarea are loc spre dreapta;

— la apăsarea pe butonul b_2 — pornirea electromotorului spre stînga sau dreapta, funcţie de poziţia în care se găsea căruciorul, şi oprirea electromotorului cînd căruciorul a ajuns la mijloc.

Schema are patru părţi distincte, şi anume:

— elementele de memorie M_1, M_2, M_3 au rolul de a reţine (memora) comanda dată de operator din momentul în care ea s-a dat (apăsarea pe unul dintre butoanele b_1, b_2, b_3) şi pînă la executarea acestei comenzi (închiderea contactului corespunzător de control al poziţiei b_4, b_5 sau b_6), indiferent de cît timp operatorul ţine butonul apăsat;

— elementele logice NICI $N_1 - N_6$ au rolul de a decide în ce sens trebuie să se comande

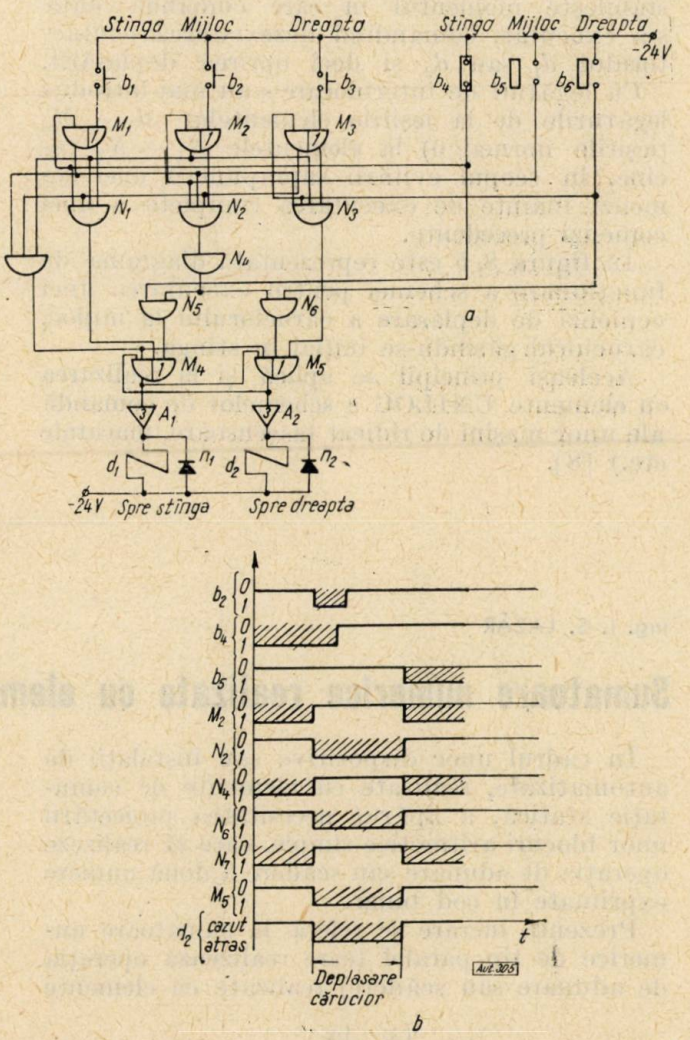


Fig. 8. Schema de comandă a poziţiei căruciorului unei benzi transportoare mobile (în schemă, căruciorul este presupus în stînga, b_4 — închis):

a — schema logică cu elemente NICI; *b* — diagrama de funcţionare în timp, pentru deplasarea căruciorului din poziţia stînga în cea de mijloc.

deplasarea, în funcţie de comanda dată de operator (comandă memorată de elementele $M_1 - M_3$) şi de poziţia în care se găseşte căruciorul (contactele de control $b_4 - b_6$);

— elementele de memorie M_4 şi M_5 comandă, prin intermediul elementelor amplificatoare A_1 sau A_2, contactoarele d_1 sau d_2, pentru pornirea electromotorului de deplasare spre stînga sau spre dreapta; aceste elemente de memorie au rolul contactelor de automenţinere din schemele cu contacte; între aceste elemente există şi legături de interblocare reciprocă pentru evitarea atragerii simultane a ambelor contactoare;

— elementul NICI N_7 are rolul de a determina momentul în care între comanda dată (adică stările elementelor de memorie $M_1 - M_3$) şi starea contactelor de control al poziţiei ($b_4 - b_6$) există concordanţă ; acest element stabileşte momentul în care comanda dată s-a executat, comandînd dezexcitarea contactorului d_1 sau d_2 şi deci oprirea deplasării.

Ca legături de interblocare s-au mai introdus legăturile de la ieşirile elementelor $M_1 - M_3$ (ieşirile normal 0) la elementele $N_1 - N_3$ vecine, în scopul evitării suprapunerii unei comenzi înainte de executarea completă a unei comenzi precedente.

În figura 8, *b* este reprezentată diagrama de funcţionare a schemei pentru executarea unei comenzi de deplasare a căruciorului la mijloc, căruciorul găsindu-se iniţial în stînga.

Aceleaşi principii se aplică şi la realizarea cu elemente UNILOG a schemelor de comandă ale unor maşini de ridicat (ascensoare, macarale etc.) [8].

BIBLIOGRAFIE

[1] Sturman, J. *Transistor switches for industrial service.* In : Control engineering, mart 1961.

[2] Costake, N., Lazăr, I. S. *Metodă de sinteză a circuitelor logice fără memorie.* In : Automatica şi Electronica, nr. 5, 1962, p. 204.

[3] Constantinescu, V. *O metodă tip de simplificare a schemelor cu elemente de comutaţie statică.* Probleme de automatizări, vol. 4. Bucureşti, Editura Academiei R.P.R., 1961.

[4] Basarab, S. *O metodă de sinteză a automatelor finite, fără memorie, cu mai multe ieşiri, realizate cu elemente de comutaţie statică.* In : Automatica şi Electronica, nr. 2, 1965, p. 76—80.

[5] *Norme interne — Elemente UNILOG.* IPA şi Electromagnetica.

[6] Phister, M. *Logical design of digital computers.* New York, Mc Graw Hill, 1962.

[7] Lazăr, I. S. *Sumatoare numerice realizate cu elemente de comutaţie statică.* În : Automatica şi Electronica, nr. 5, 1966, p. 236—242.

[8] Ionescu, D., Pozsar, Z. *Instalaţia de comandă selectiv-colectivă pentru ascensor de persoane, realizată cu elemente de comutaţie statică UNILOG tip A.* În : Automatica şi Electronica, nr. 5, 1966, p. 245—249.

Ing. I. S. LAZĂR

Sumatoare numerice realizate cu elemente de comutaţie statică

În cadrul unor dispozitive sau instalaţii de automatizare, realizate cu elemente de comutaţie statică, a apărut necesitatea proiectării unor blocuri aritmetice simple, care să realizeze operaţia de adunare sau scădere a două numere exprimate în cod binar.

Prezenta lucrare se referă la sumatoare numerice de tip paralel (care realizează operaţia de adunare sau scădere) realizate cu elemente

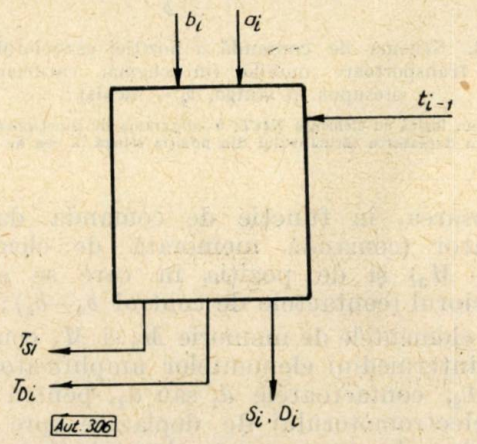


Fig. 1. Schema-bloc a unui sumator numeric pentru un ordin binar „*i*".

de comutaţie statică şi, în primul rînd, cu elemente din sistemul UNILOG (elemente NICI şi elemente ŞI-NU) ; se vor prezenta cîteva scheme logice pentru un singur ordin binar „*i*" al unui sumator numeric paralel (fig. 1) în care mărimile de intrare sînt :

a_i, b_i — cele două semnale binare în ordinul „*i*" al blocului sumator ;
t_{i-1} — transportul din ordinul anterior,

iar mărimile de ieşire sînt :

S_i — rezultatul sumei în ordinul binar „*i*" ;
D_i — rezultatul diferenţei în ordinul binar „*i*" ;
T_{Si} — transport sumă în ordinul binar „*i*" ;
T_{Di} — transport diferenţă în ordinul binar „*i*".

Tabela de adevăr şi diagramele VEITCH aferente sînt indicate în figura 2 ; notaţiile utilizate au fost simplificate faţă de cele din figura 1, proiectarea efectuîndu-se de fiecare dată pentru un singur ordin binar.

Pentru descrierea funcţionării diverselor tipuri de sumatoare paralele se poate consulta [8].

1. Sumatoare numerice realizate cu elemente NICI

Problema sintezei sumatoarelor numerice, realizate cu elemente NICI, este problema sintezei unei scheme logice cu ieşiri multiple, astfel încît se vor utiliza metodele specifice acestei sinteze [6].

Se consideră pentru început, sinteza optimală separată pentru S şi T_S prin gruparea zonelor „1" în diagramele VEITCH.

Din observarea tabelei de adevăr şi a diagramelor VEITCH din figura 2 se constată că

		t	b	a	S $(a+b)$	T_S	D $(a-b)$	T_D
0	$\bar{a}\bar{b}\bar{t}$	0	0	0	0	0	0	0
1	$a\bar{b}\bar{t}$	0	0	1	1	0	1	0
2	$\bar{a}b\bar{t}$	0	1	0	1	0	1	1
3	$ab\bar{t}$	0	1	1	0	1	0	0
4	$\bar{a}\bar{b}t$	1	0	0	1	0	1	1
5	$a\bar{b}t$	1	0	1	0	1	0	0
6	$\bar{a}bt$	1	1	0	0	1	0	1
7	abt	1	1	1	1	1	1	1

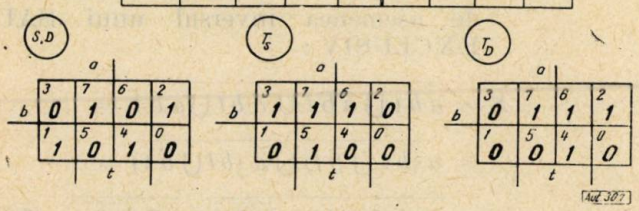


Fig. 2. Tabela de adevăr şi diagramele VEITCH pentru sumator numeric cu un ordin binar.

(în cazul operaţiilor de adunare sau scădere) pentru sumă şi diferenţă (S, D) apar condiţii identice, ceea ce diferă fiind numai transportul. Diagrama VEITCH pentru S, D arată că este vorba de un SAU EXCLUSIV dublu între semnalele de intrare a, b şi t, adică un circuit care necesită cea mai dificilă sinteză pentru cazul funcţiilor de 3 variabile binare (tot astfel cum sinteza circuitului SAU EXCLUSIV este cea mai dificilă în cazul funcţiilor de 2 variabile binare).

Din figura 2 se obţine următoarea relaţie pentru S:

$$S = a\bar{b}\bar{t} \cup \bar{a}b\bar{t} \cup \bar{a}\bar{b}t \cup abt = \\ = (a\bar{b} \cup \bar{a}b)\cdot\bar{t} \cup (\bar{a}\bar{b} \cup ab)\cdot t. \qquad (1)$$

În relaţia (1) termenul $a\bar{b} \cup \bar{a}b$ este un SAU EXCLUSIV între a şi b, notat de obicei cu semnul $\oplus$, astfel că se pot scrie relaţiile:

$$s = a\bar{b} \cup \bar{a}b = a \oplus b$$

$$\bar{s} = \overline{a \oplus b} = \overline{a\bar{b} \cup \bar{a}b} = \overline{a\bar{b}}\cdot\overline{\bar{a}b} = (\bar{a} \cup b)\cdot(a \cup \bar{b}) = \\ = \bar{a}\cdot\bar{b} \cup a\cdot b. \qquad (2)$$

Astfel, relaţia (1) devine:

$$S = s\bar{t} \cup \bar{s}t = s \oplus t = a \oplus b \oplus t. \qquad (3)$$

Această expresie pentru S, respectiv pentru D, este cea mai cunoscută şi pe baza ei s-au realizat schemele primelor sumatoare numerice.

Schema-bloc a unui asemenea sumator (fig. 3) pune în evidenţă două circuite identice SAU EXCLUSIV care realizează relaţia (3) şi un circuit separat pentru realizarea transportului T_S. Din această cauză, circuitul SAU EXCLUSIV este numit uneori şi semisumator (half-adder).

Pentru transportul T_S se obţine, din tabela de adevăr, următoarea expresie:

$$T_S = abt \cup a\bar{b}t \cup \bar{a}bt \cup abt = ab(t \cup \bar{t}) \\ at(b \cup \bar{b}) \cup bt(a \cup \bar{a}) = ab \cup at \cup bt. \qquad (4)$$

Această relaţie se poate deduce direct din gruparea zonelor „1" în diagrama VEITCH pentru T_S.

Rezultă deci că, pentru scheme care utilizează elemente logice NICI, este necesar ca relaţiile (2), (3) şi (4) să fie exprimate cu ajutorul acestor elemente. Astfel, circuitul SAU EXCLUSIV — relaţia (2) — se poate realiza într-o schemă cu 6 elemente NICI pe baza relaţiei următoare:

$$a\bar{b} \cup \bar{a}b = \overline{\bar{a} \cup b} \cup \overline{a \cup \bar{b}} = \overline{\bar{a} \cup b \cup a \cup \bar{b}}. \qquad (5)$$

Pentru T_S — relaţia (4) — se obţine o schemă cu 6 elemente NICI pe baza următoarei relaţii în care elementele de inversare pentru a şi b s-au considerat cele din primul circuit SAU EXCLUSIV:

$$T_S = ab \cup at \cup bt = \overline{\bar{a} \cup \bar{b} \cup \bar{a} \cup \bar{t} \cup \bar{b} \cup t}. \qquad (6)$$

Rezultă astfel o primă schemă de sumator care necesită 16 elemente NICI.

Dacă se aplică metoda de sinteză prin gruparea zonelor „0" din diagrama VEITCH pentru circuitul SAU EXCLUSIV de două variabile binare, se obţine o schemă cu 5 elemente NICI ([5], fig. 13) pe baza relaţiei următoare:

$$a\bar{b} \cup \bar{a}b = \overline{ab \cup \bar{a}\bar{b}} = \overline{\bar{a} \cup \bar{b} \cup a \cup b}. \qquad (7)$$

Gruparea zonelor „0" din diagrama VEITCH pentru T_S conduce la următoarele relaţii:

$$T_S = \overline{\bar{a}\bar{b} \cup \bar{a}\bar{t} \cup \bar{b}\bar{t}} = \overline{a \cup b \cup a \cup t \cup b \cup t}. \qquad (8)$$

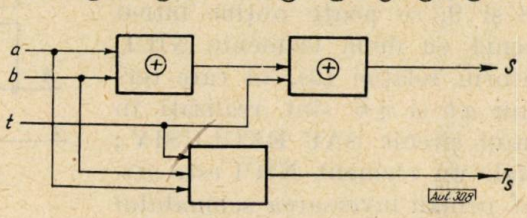


Fig. 3. Schema-bloc a unui sumator numeric pe baza relaţiei $S = a \oplus b \oplus t$.

Termenul $\overline{a \cup b}$ din relaţiile (7) şi (8) se poate materializa o singură dată, astfel încît se obţine în final o schemă cu 13 elemente NICI pentru sumator (5 + 5 elemente NICI pentru S şi 3 elemente NICI pentru T_S).

În cazul în care pentru T_s se consideră relația (4), se poate observa că termenul $a \cdot b$ se realizează în primul circuit SAU EXCLUSIV — relația (7) — iar termenii $a\,\bar{b}\,t$ și $\bar{a}\,b\,t$ se realizează în al doilea circuit SAU EXCLUSIV (fig. 4) : la

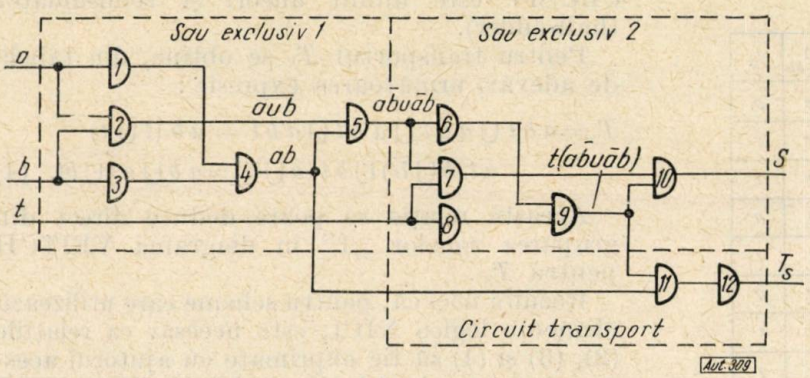


Fig. 4. Sumator numeric cu 12 elemente NICI.

ieșirea elementului 4 se obține funcția ȘI între cele două semnale de intrare $a \cdot b$, iar la ieșirea elementului 9 se obține de asemenea funcția ȘI între semnalele $a \oplus b$ și t, adică se obține $(a\,\bar{b} \cup \bar{a}\,b)\,t = a\,\bar{b}\,t \cup \bar{a}\,b\,t$.

Circuitul SAU necesar pentru T_s se realizează cu două elemente NICI. Schema obținută (fig. 4) este o schemă clasică de sumator numeric realizată cu 12 elemente NICI, 19 intrări și 7 nivele*, respectiv 9 elemente NICI în cazul în care se dispune la intrare și de semnalele $\bar{a}$, $\bar{b}$ și $\bar{t}$ (aceste criterii, în aprecierea unei scheme logice, asupra numărului de elemente logice, de intrări și de nivele au fost expuse în [6]).

În această schemă se poate reduce un element NICI din al doilea circuit SAU EXCLUSIV pe baza următoarelor considerente :

— relația (3) $S = s \oplus t$, pe care o realizează al doilea circuit SAU EXCLUSIV, se poate scrie sub forma :

$$s = s \oplus t = (s \cup t) \cdot (\bar{s} \cup \bar{t}) = \overline{s \cup t \cup \bar{s} \cup \bar{t}}; \quad (9)$$

— cel de-al doilea termen al relației (9), care în schema din figura 4 este realizat de elementele 6, 8 și 9, se poate obține într-o schemă cu două elemente NICI, conform relației (2), în care termenii ab și $\bar{a}\,\bar{b}$ sînt realizați în primul circuit SAU EXCLUSIV ; astfel, un element NICI este utilizat pentru inversarea semnalului t, iar al doilea element NICI este utilizat pentru realizarea întregului termen.

Se obține astfel o schemă de sumator cu 11 elemente NICI, 19 intrări și 7 nivele (fig. 5),

* Inversarea semnalelor de intrare sau ieșire se consideră în numărul total de nivele al schemelor.

respectiv cu 8 elemente NICI, în cazul în care se dispune la intrare și de semnalele $\bar{a}$, $\bar{b}$ și $\bar{t}$.

Dacă se aplică metoda de sinteză optimală pentru scheme cu două nivele [6], se obțin scheme cu 12 elemente NICI, în cazul circuitului de adunare (în ambele metode de grupare a zonelor „1" sau „0"). Pentru circuitul de scădere se obține o schemă cu 10 elemente NICI, 25 de intrări și 3 nivele ([5],fig. 10), respectiv 7 elemente NICI, în cazul în care se dispune la intrare și de semnalele inverse.

Se pot obține în continuare scheme mai simple dacă se observă că diagrama VEITCH pentru S, prin considerarea zonelor „0", poate fi interpretată ca inversul unui SAU EXCLUSIV în care un termen este de asemenea inversul unui SAU EXCLUSIV :

$$S = \overline{a\,b\,\bar{t} \cup a\,\bar{b}\,t \cup \bar{a}\,b\,t \cup \bar{a}\,\bar{b}\,\bar{t}} =$$

$$= \overline{a\,(b\,\bar{t} \cup \bar{b}\,t) \cup \bar{a}\,(b\,t \cup \bar{b}\,\bar{t})} =$$

$$= \overline{a\,(b \oplus t) \cup \bar{a} \cdot \overline{b \oplus t}} = \overline{a \oplus b \oplus t}. \quad (10)$$

Analog se obțin relațiile echivalente (sau de permutare a variabilelor) :

$$S = \overline{a \oplus b \oplus t} = \overline{b \oplus t \oplus a} = \overline{t \oplus a + b}.$$

Pentru realizarea funcției SAU EXCLUSIV inversate se utilizează scheme cu 4 elemente NICI ([5], fig. 13), astfel că pentru realizarea relației (10) sînt necesare două asemenea circuite, adică un total de 8 elemente NICI. Circuitul de transport, în cazul adunării, se realizează prin următoarea grupare a zonelor „0" din diagrama VEITCH pentru T_s :

$$T_s = \overline{\bar{b}\,\bar{t} \cup \bar{a}\,b\,\bar{t} \cup \bar{a}\,\bar{b}\,t} = \overline{\bar{b}\,\bar{t} \cup \bar{a}\,(b\,\bar{t} \cup \bar{b}\,t)}. \quad (11)$$

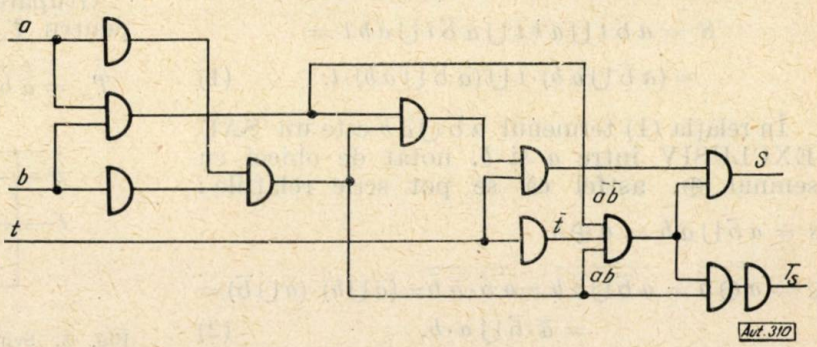


Fig. 5. Sumator numeric cu 11 elemente NICI.

Primul termen din relația (11) se obține în primul circuit SAU EXCLUSIV inversat, la ieșirea elementului 1, iar următorul termen se obține în cel de-al doilea circuit SAU EXCLUSIV inversat, la ieșirea elementului 5 ; astfel,

pentru circuitul T_S este necesar un singur element NICI. Rezultă deci o schemă de sumator cu 9 elemente NICI, 18 intrări şi 6 nivele (fig. 6); se observă că la această schemă per-

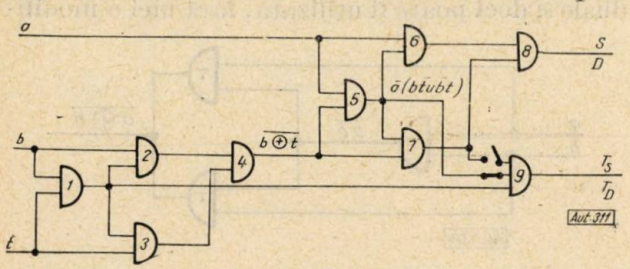


Fig. 6. Sumator numeric cu 9 elemente NICI.

mutarea variabilelor de intrare nu modifică funcţiile de ieşire.

În cazul unui scăzător, circuitul diferă numai prin conexiunea pentru transportul T_D, şi anume :

— conexiunea $\bar{b}\cdot\bar{t}$ se menţine, zona „0" corespunzătoare în diagramele VEITCH fiind comună pentru T_S şi T_D;

— termenii $a\,b\,\bar{t}$ şi $a\,\bar{b}\,t$ se realizează la ieşirea elementului 7 astfel :

$$\overline{\overline{b\oplus t}\cup\overline{a\oplus\overline{b\oplus t}}} = (b\oplus t)\cdot(a\cup\overline{b\oplus t}) = \\ = a\cdot(b\oplus t) = a\,(b\,\bar{t}\cup\bar{b}\,t). \qquad (12)$$

Modificările de conexiuni, în cazul trecerii de la un circuit de adunare la un circuit de scădere, au fost figurate schematic la intrarea elementului 9 din figura 6.

O schemă de sumator cu 8 elemente NICI se obţine pe baza circuitului pentru un dublu SAU EXCLUSIV — relaţia (3) — indicat în catalogul Hellerman [2] şi, mai recent, într-un articol al lui Zissos [7]; acest circuit a fost stabilit de R. Schiller şi cuprinde, într-o schemă simetrică, 7 elemente NICI, 20 de intrări şi 4 nivele (fig. 7). La ieşirea elementelor 2 şi 3 se obţine :

$$\overline{\overline{a\cup t}\cup a\cup b} = (a\cup t)\cdot\bar{a}\cdot\bar{b} = \bar{a}\cdot\bar{b}\cdot t;$$

$$\overline{\overline{a\cup t}\cup b\cup t} = (a\cup t)\cdot\bar{b}\,\bar{t} = a\cdot\bar{b}\cdot\bar{t}, \qquad (13)$$

astfel că la ieşirea elementelor 4, 5 şi 6 se obţin termenii următori :

$$\overline{a\cup\overline{a\cup t}\cup\bar{a}\cdot\bar{b}\cdot t} = \bar{a}\cdot(a\cup t)\cdot(a\cup b\cup\bar{t}) = \\ = \bar{a}\cdot t(a\cup b\cup\bar{t}) = \bar{a}\cdot b\cdot t; \qquad (14)$$

$$\overline{b\cup\bar{a}\cdot\bar{b}\cdot t\cup a\cdot\bar{b}\cdot\bar{t}} = \bar{b}(a\cup b\cup\bar{t})\cdot(\bar{a}\cup b\cup t) = \\ = \bar{b}\,(a\cup\bar{t})\cdot\bar{a}\cup t) = \bar{b}(a\,t\cup\bar{a}\,\bar{t}) = a\,\bar{b}\,t\cup\bar{a}\,\bar{b}\,\bar{t}; \qquad (15)$$

$$\overline{t\cup\overline{a\cup t}\cup a\,\bar{b}\,\bar{t}} = \bar{t}\cdot(a\cup t)\,(\bar{a}\cup b\cup t) = \\ = a\cdot\bar{t}\,(\bar{a}\cup b\cup t) = a\cdot b\cdot\bar{t}. \qquad (16)$$

Se observă că aceşti termeni — relaţiile (14), (15) şi (16) — reprezintă tocmai zonele „0" din diagrama VEITCH a circuitului SAU EXCLUSIV dublu, astfel că această funcţie se realizează la ieşirea elementului 7.

În cazul operaţiei de adunare, pentru a realiza şi circuitul de transport T_S, se consideră termenii $\bar{a}\cdot t$, $\bar{a}\cdot\bar{b}\cdot t$ şi $a\cdot\bar{b}\cdot\bar{t}$ care reprezintă gruparea zonelor „0" în diagrama VEITCH pentru T_S; aceşti termeni sînt realizaţi de elementele 1, 2 şi 3, astfel încît este necesar un singur element NICI — elementul 8 — pentru a realiza funcţia T_S. Se obţine astfel o schemă completă de sumator cu 8 elemente NICI, 23 de intrări şi 4 nivele (fig. 7).

În cazul unui scăzător, circuitul de transport T_D se poate obţine tot la ieşirea elementului 8 (fig. 7) prin următoarele conexiuni care reprezintă termenii rezultaţi în urma grupării zonelor „0" în diagrama T_D :

— se va menţine conexiunea cu elementul 3, termenul $a\,\bar{b}\,\bar{t}$ fiind comun diagramelor VEITCH pentru T_S şi T_D;

— se desfac conexiunile cu elementele 1 şi 2;

— se conectează elementul 5 care realizează termenii $a\,\bar{b}\,\bar{t}$ şi $\bar{a}\,\bar{b}\,\bar{t}$;

— se conectează elementul 6 care realizează termenul $a\,b\,\bar{t}$.

2. Sumatoare numerice realizate cu elemente ŞI—NU

Este cunoscut faptul că funcţiile SAU—NU şi ŞI—NU sînt funcţii duale. Elementul NICI (SAU—NU) din sistemul UNILOG realizează această funcţie în convenţia logică II (potenţial maxim, în sens absolut, considerat 0 logic şi potenţial minim considerat 1 logic); acelaşi element fizic însă, considerat în convenţia duală I, realizează funcţia logică duală ŞI—NU. În cazul convenţiei I (semnal 0—V considerat

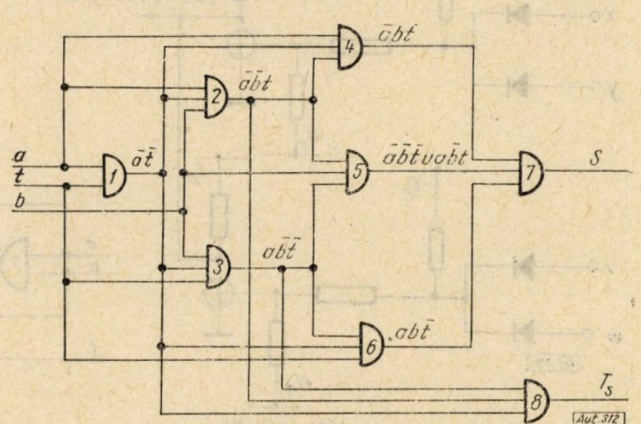


Fig. 7. Sumator numeric cu 8 elemente NICI.

1 logic şi semnal —24 V considerat 0 logic, în cazul elementelor UNILOG, se poate realiza o schemă de sumator numeric cu 8 elemente ŞI—NU, identică cu cea din figura 7.

Dacă se notează ieşirile elementelor 1, 2, . . . 6 cu literele A, B, . . . F, se obţin relaţiile :

$$A = \overline{a\cdot t} = \bar{a}\cup\bar{t};$$

$$B = \overline{\overline{a \cdot t} \cdot a \cdot b} = \overline{A \cdot a \cdot b} = \overline{(\bar{a} \cup \bar{t}) \cdot a \cdot b} =$$
$$= \overline{a \cdot b \cdot \bar{t}} = \bar{a} \cup \bar{b} \cup t;$$
$$C = \overline{\overline{a \cdot t} \cdot b \cdot t} = \overline{A \cdot b \cdot t} = \overline{(\bar{a} \cup \bar{t}) \cdot b \cdot t} =$$
$$= \overline{\bar{a} \cdot b \cdot t} = a \cup \bar{b} \cup \bar{t};$$
$$D = \overline{a \cdot A \cdot B}; \quad E = \overline{b \cdot B \cdot C}; \quad F = \overline{t \cdot C \cdot A},$$

din care rezultă :

$$S = \overline{D \cdot E \cdot F} = \bar{D} \cup \bar{E} \cup \bar{F} =$$
$$= a \cdot A \cdot B \cup b \cdot B \cdot C \cdot \cup t \cdot A \cdot C = a(\bar{a} \cup \bar{t}) \cdot$$
$$\cdot (\bar{a} \cup \bar{b} \cup t) \cup b(\bar{a} \cup \bar{b} \cup t) \cdot (a \cup \bar{b} \cup \bar{t}) \cup t \cdot (a \cup \bar{b} \cup \bar{t}) \cdot$$
$$\cdot (\bar{a} \cup \bar{t}) = a\bar{b}\bar{t} \cup a \cdot b \cdot t \cup \bar{a} \cdot b \cdot \bar{t} \cup \bar{a} \cdot \bar{b} \cdot t. \quad (18)$$

Pentru circuitul de transport T_S, în cazul adunării, se obţine :

$$T_S = \overline{A \cdot B \cdot C} = \bar{A} \cup \bar{B} \cup \bar{C} = at \cup ab\bar{t} \cup \bar{a}bt, \quad (19)$$

iar pentru circuitul de transport T_D, în cazul scăderii, se obţine :

$$T_D = \overline{C \cdot E \cdot F} \cdot = \bar{C} \cup \bar{E} \cup \bar{F} = \bar{a}bt \cup abt \cup \bar{a}b\bar{t} \cup \bar{a}\bar{b}t. \quad (20)$$

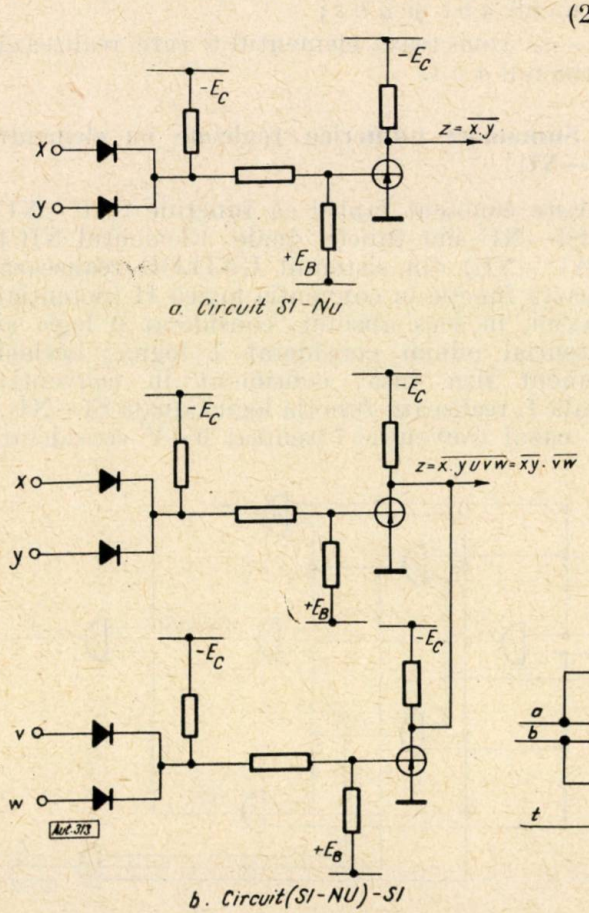


Fig. 8. Circuite ŞI — NU şi (ŞI — NU) — ŞI cu transistoare şi diode.

Rezultă astfel conexiunile necesare pentru elementul 8, în cazul în care este necesară operaţia de adunare sau de scădere, într-o schemă realizată cu elemente ŞI—NU ; se constată că aceste conexiuni sînt identice cu cele pentru schema din figura 7, realizată cu elemente NICI.

Se poate conchide deci că schema de sumator prezentată în figura 7 are un avantaj în plus, deoarece realizează aceeaşi funcţie logică (adunare sau scădere) în cele două convenţii logice duale şi deci poate fi utilizată, fără nici o modifi-

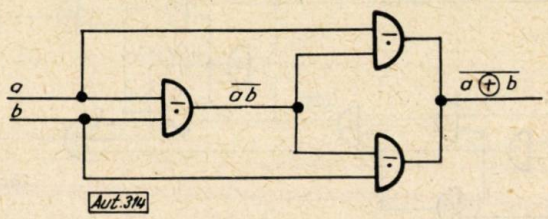


Fig. 9. Circuit SAU EXCLUSIV inversat realizat cu 3 elemente ŞI—NU.

care, atît în schema care lucrează în convenţia logică I, cît şi în schema care lucrează în convenţia logică II (schemă duală).

În cadrul sistemului UNILOG este prevăzută şi o schemă ŞI cu diode, care poate fi cuplată cu un element invertor cu transistor pentru a realiza funcţia ŞI—NU în convenţia logică II (fig. 8, *a*).

Totodată, prezintă importanţă, pentru schema de sumatoare, cazul în care se conectează două asemenea elemente cu o sarcină comună de colector (fig. 8, *b*), deoarece se obţine o funcţie logică mai complexă : (ŞI—NU)—ŞI [3] ; pentru cazul din figura 8, *b* se obţine relaţia $Z = \overline{xy \cup vw}$. Aceasta permite ca schema unui circuit SAU EXCLUSIV inversat să se realizeze cu trei elemente ŞI—NU, din care ultimele două se conectează cu rezistenţa de colector comună (fig. 9) :

$$\overline{\overline{a \cdot \bar{b}} \cdot a \cup \overline{a \cdot \bar{b}} \cdot b} = \overline{(\bar{a} \cup \bar{b})(a \cup b)} = \overline{a\bar{b} \cup \bar{a}b} = \overline{a \oplus b}. \quad (21)$$

Astfel se poate realiza schema unui circuit SAU EXCLUSIV dublu — relaţia (10) — cu 6 asemenea elemente ŞI — NU [4]. Pentru schema unui sumator se pot folosi două circuite SAU EXCLUSIV, astfel încît pentru

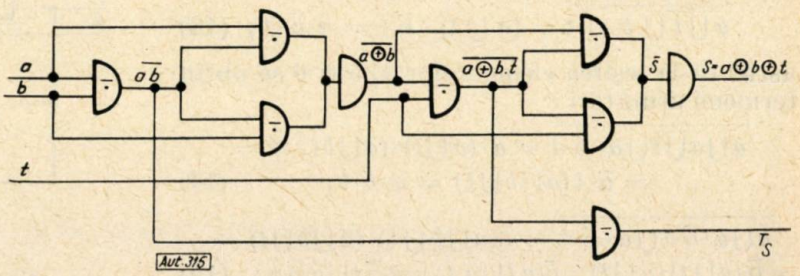


Fig. 10. Sumator numeric realizat cu 7 elemente ŞI —NU.

circuitul de transport T_S se utilizează termenii $\overline{a \cdot b}$ şi $\overline{a \oplus b \cdot t}$ obţinuţi în primul, respectiv al doilea, SAU EXCLUSIV (fig. 10) :

$$T_S = \overline{a\bar{b} \cdot \overline{a \oplus b \cdot t}} = ab \cup a \oplus b \cdot t = ab \cup a\bar{b}t \cup \bar{a}bt. \quad (22)$$

Schema cuprinde 7 elemente ŞI—NU şi 2 elemente inversoare cu un total de 9 transistoare şi 14 diode.

O ultimă schemă prezentată utilizează un element logic care realizează direct funcţia logică (ŞI—NU) — ŞI. Un asemenea element poate fi realizat, în principiu, cu un element NICI cu două intrări prin rezistenţe şi două circuite ŞI cu diode (fig. 11). În cazul sistemului UNILOG tip A, realizarea unui asemenea element logic ar necesita cîteva modificări legate, în primul rînd, de recalcularea rezistenţelor de intrare pe baza transistorului.

Un circuit SAU EXCLUSIV inversat se realizează cu un asemenea element şi un element ŞI—NU cu diode, deci un circuit SAU EXCLUSIV dublu se realizează cu două elemente (ŞI — NU) — ŞI şi două elemente ŞI—NU cu diode (fig. 12).

Circuitul de transport în cazul adunării se realizează ca în schema din figura 10, pe baza relaţiei (22). Schema sumatorului (fig. 12) cuprinde 7 transistoare şi 14 diode şi are 6 nivele.

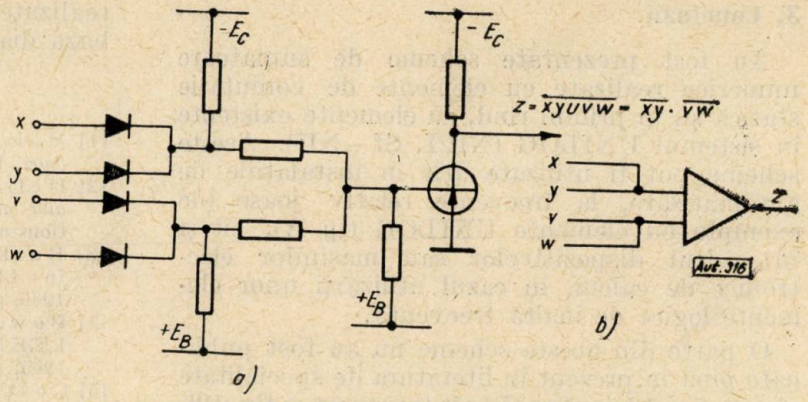


Fig. 11. Element (ŞI—NU) — ŞI cu un singur transistor:
a — schema electrică; *b* — semn convenţional.

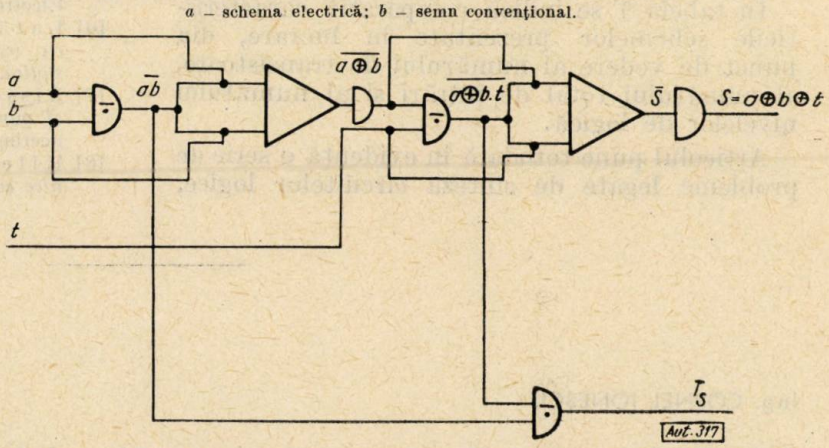


Fig. 12. Sumator numeric cu elemente ŞI—NU şi elemente (ŞI—NU)—ŞI.

Tabela 1

Caracteristicile comparative ale diferitelor scheme de sumatoare

Elemente logice	Operaţie aritmetică	Figura	Nr. transistoare	Nr. total intrări	Nr. nivele logică	Observaţii
Elemente NICI (SAU NU)	adunare	4	12	19	7	
			9	16	6	se dispune şi de semnalele $\overline{a}$, $\overline{b}$, $\overline{t}$
		5	11	19	7	
			8	16	5	se dispune şi de semnalele $\overline{a}$, $\overline{b}$, $\overline{t}$
		6	9	18	6	
		7	8	23	4	schemă dual (realizează aceeaşi funcţie logică în cele 2 conv. duale)
	scădere	[5] fig. 13	10	25	3	
			7	22	2	se dispune şi de semnalele $\overline{a}$ $\overline{b}$, $\overline{t}$
		6	9	18	6	
		7	8	23	4	schemă dual
Elemente ŞI—NU	adunare	7	8	23	4	schemă dual
		10	9	16	6	se obţine şi semnalul $\overline{S}$
		12	7	16	6	se obţine şi semnalul $\overline{S}$
	scădere	7	8	23	4	schemă dual

3. Concluzii

Au fost prezentate scheme de sumatoare numerice realizate cu elemente de comutaţie statică şi, în primul rînd, cu elemente existente în sistemul UNILOG (NICI, ŞI—NU). Aceste scheme pot fi utilizate atît în instalaţiile de automatizare, la frecvenţe relativ joase (de exemplu cu elemente UNILOG tip A), cît şi în cadrul dispozitivelor sau maşinilor electronice de calcul, în cazul utilizării unor elemente logice de înaltă frecvenţă.

O parte din aceste scheme nu au fost publicate pînă în prezent în literatura de specialitate (fig. 6, 7 şi 10 pentru circuit transport şi fig. 12).

În tabela 1 se indică comparativ caracteristicile schemelor prezentate în lucrare, din punct de vedere al numărului de transistoare, al numărului total de intrări şi al numărului nivelelor de logică.

Articolul pune totodată în evidenţă o serie de probleme legate de sinteza circuitelor logice, realizate cu elemente de comutaţie statică, pe baza diagramei VEITCH.

BIBLIOGRAFIE

[1] Moisil, Gr. *Teoria algebrică a circuitelor cu transistoare.* Bucureşti, 1961.

[2] Hellerman, L. *A catalog of three-variable or-invert and and-invert logical circuits.* In: I.E.E.E. transactions on electronic computers, iun 1963, p. 198.

[3] Burke, R. E., Bosse, J. G. *Nand-and circuits.* In: I.E.E.E. transactions on electronic computers, febr 1965, p. 63.

[4] Powers, G. L. *Comment on nor-nand synthesis.* In: I.E.E.E. transactions on electronic computers, aug 1965, p. 648.

[5] Costake, N., Lazăr, I. S. *Metodă de sinteză a circuitelor logice fără memorie.* In: Automatica şi Electronica, nr. 5, 1962, p. 204.

[6] Lazăr, I. S. *Sinteza schemelor logice fără memorie, cu ieşiri multiple, realizate cu elemente de comutaţie statică.* In: A.T.M., nr. 7, 1966.

[7] Zissos, D., Copperwhite, G. W. *The design of minimal nor-nand logical circuits.* In: Electronic engineering, nr. 451, 1965.

[8] Kitov, A. I., Krinițki, N. A. *Maşini electronice cifrice şi programare.* Bucureşti, Ed. tehnică, 1963.

Ing. CORNEL IONESCU

Scheme de semnalizare cu elemente ale sistemului UNILOG tip A

Programul de lucru al schemei

Introducerea comutaţiei statice în schemele de semnalizare reprezintă o perfecţionare a acestora prin eliminarea pieselor în mişcare (specifice schemelor cu relee), reducerea dimensiunilor şi posibilitatea de a realiza, într-o formă uşor maniabilă, un program de funcţionare după o logică oricît de complexă. O serie de firme străine bine cunoscute, ca Brown-Boveri, Hartman-Brown, au construit diverse tipuri de blocuri, prin îmbinarea cărora după o schemă dată se pot realiza echipamente de semnalizare la capacitatea dorită.

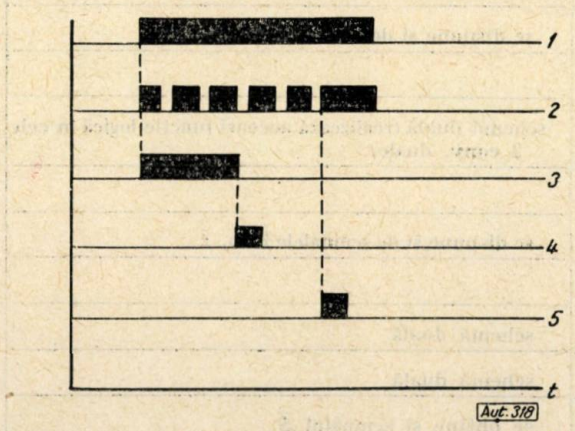


Fig. 1. Programul de funcţionare al echipamentului de semnalizare UNILOG pentru semnale de avarie de durată mare:

1 — semnal de avarie; *2* — semnalizare optică pe obiect; *3* — semnalizare acustică comună; *4* — comandă de anulare a semnalizării acustice, dată de operator; *5* — comandă individuală de confirmare, dată de operator.

Programul de funcţionare al echipamentului reprezintă o înşiruire cronologică a sesizărilor primite de echipament din partea elementelor supravegheate şi a confirmărilor făcute de către operatorul de serviciu.

În cadrul sistemului de comutaţie statică UNILOG tip A au fost elaborate două tipuri de blocuri de semnalizare, cu ajutorul cărora se realizează echipamentul de semnalizare UNILOG.

Programul îndeplinit de echipamentul de semnalizare UNILOG este arătat în figurile 1 şi 2.

În figura 1 se consideră că semnalul de avarie este de durată lungă, astfel că cele două semnalizări produse, şi anume optică prin lumină pîlpîitoare, individuală pe obiect, şi acustică, comună pentru toate obiectele, durează pînă la intervenţia operatorului. Prin apăsarea de către operator a unui buton de anulare a semnalizării acustice se întrerupe această semnalizare,

iar prin apăsarea unui buton individual de confirmare se schimbă forma semnalizării optice, din lumină pîlpîitoare în lumină continuă, care dispare o dată cu semnalul de avarie.

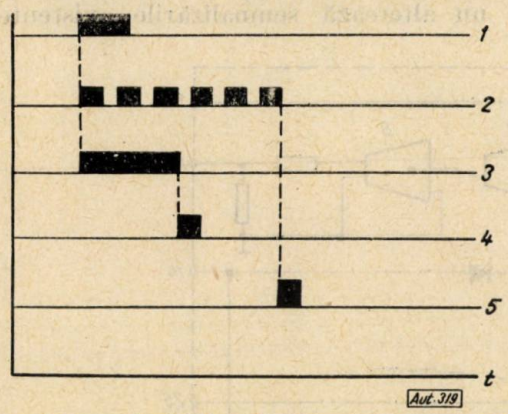


Fig. 2. Programul de funcţionare al echipamentului de semnalizare UNILOG pentru semnale de avarie de durată mică :

1 — semnal de avarie ; *2* — semnalizare optică pe obiect ; *3* — semnalizare acustică comună ; *4* — comandă de anulare a semnalizării acustice, dată de operatori ; *5* — comandă individuală de confirmare, dată de operator.

În figura 2 se consideră că semnalul de avarie este de durată scurtă. El este memorat şi se produc cele două semnalizări, acustică şi optică. Acestea dispar la apăsarea butoanelor de anulare şi de confirmare respective.

Avînd la dispoziţie elemente de comutaţie statică, se pot realiza şi scheme cu programe mai complexe. Din motive tehnico-economice a fost preferată schema care realizează programul arătat în figurile 1 şi 2.

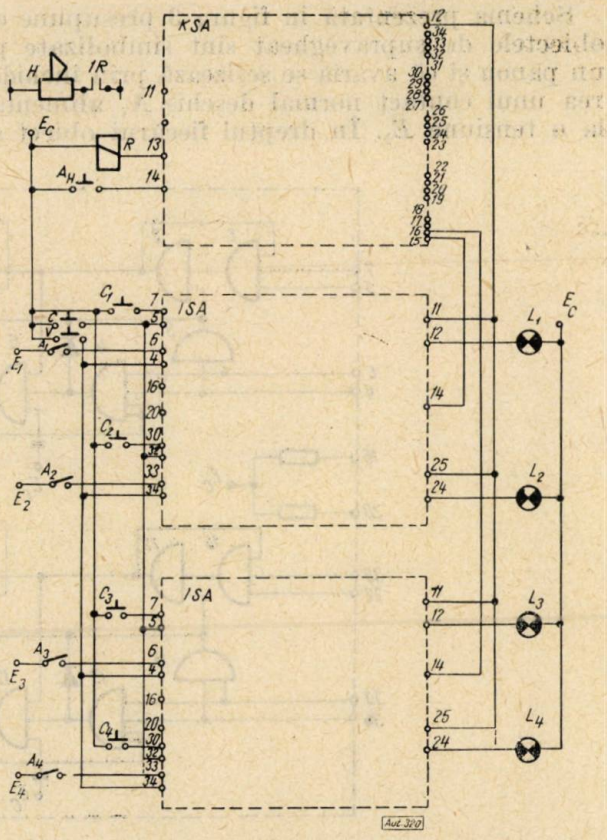


Fig. 3. Echipament UNILOG de semnalizare :

H — sonerie pentru semnalizare acustică ; *R* — releu pentru acţionarea soneriei ; $L_1 \ldots L_n$ — lămpi de semnalizare ; $A_1 \ldots A_n$ — contacte ce se închid la producerea unei avarii ; $C_1 \ldots C_n$ — butoane pentru confirmare optică pe obiect ; *C* — buton pentru confirmare optică generală ; *V* — buton pentru verificarea echipamentului ; A_H — buton pentru anularea semnalizării acustice.

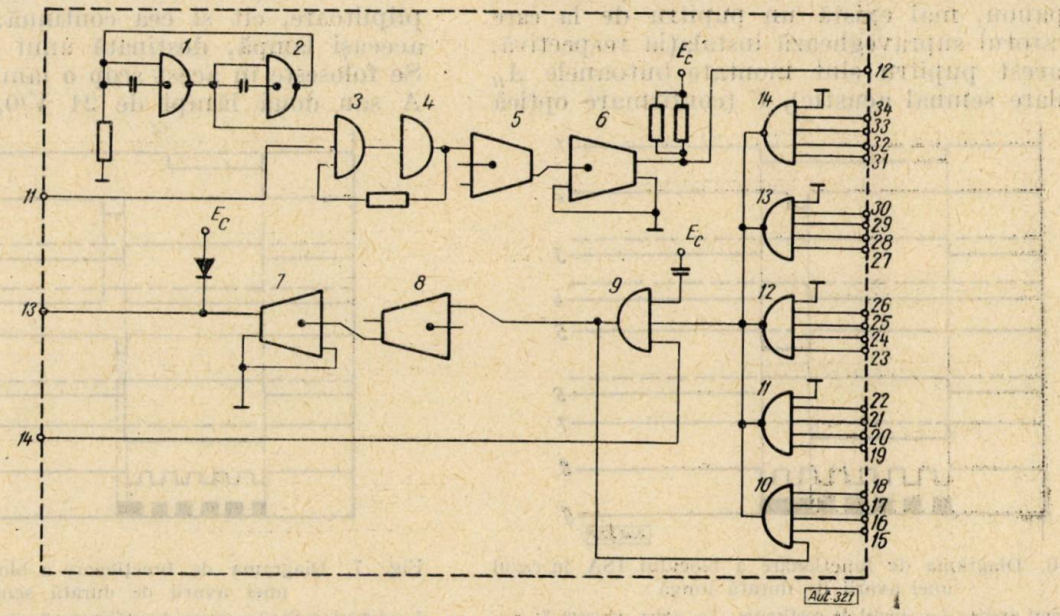


Fig. 4. Bloc UNILOG — KSA.

Schema-bloc de semnalizare a avariilor

În figura 3 este arătată schema de conectare a blocurilor UNILOG tip KSA şi ISA pentru realizarea echipamentului de semnalizare. Blocul KSA este comun pentru un număr maxim de 20 de blocuri ISA. La această capacitate maximă, echipamentul poate supraveghea 40 de obiecte, blocul ISA fiind construit pentru două semnalizări.

Schema prezentată în figura 3 presupune că obiectele de supravegheat sînt simbolizate pe un panou şi că avaria se sesizează prin închiderea unui contact normal deschis A_i alimentat la o tensiune E_1. În dreptul fiecărui obiect se montează pe panou lampa de semnalizare L_1 şi butonul de confirmare individuală C_1. În afară de panou, mai există un pupitru de la care operatorul supraveghează instalaţia respectivă. Pe acest pupitru sînt montate butoanele A_H (anulare semnal acustic), C (confirmare optică comună), V (verificare generală), suficiente pentru toate manevrele operatorului. Verificarea bunei funcţionări a echipamentului de semnalizare se face prin apăsarea butonului V, ceea ce echivalează cu simularea unor avarii la toate obiectele supravegheate, operatorul verificînd astfel îndeplinirea programului conform figurilor 1 şi 2. De menţionat că această verificare nu alterează semnalizările existente ale echipamentului. Semnalizarea pîlpîitoare se face cu o frecvenţă de circa 2 Hz. Atît semnalizarea pîlpîitoare, cît şi cea continuă, se produc pe aceeaşi lampă, destinată unui anumit obiect. Se foloseşte în acest scop o lampă de 24 V/0,1 A sau două lămpi de 24 V/0,04 A. Soneria pentru semnalizare acustică fiind acţionată de un releu, poate fi aleasă de orice tensiune şi curent. Tensiunea E_i de alimentare a contactelor de avarie trebuie să fie mai negativă

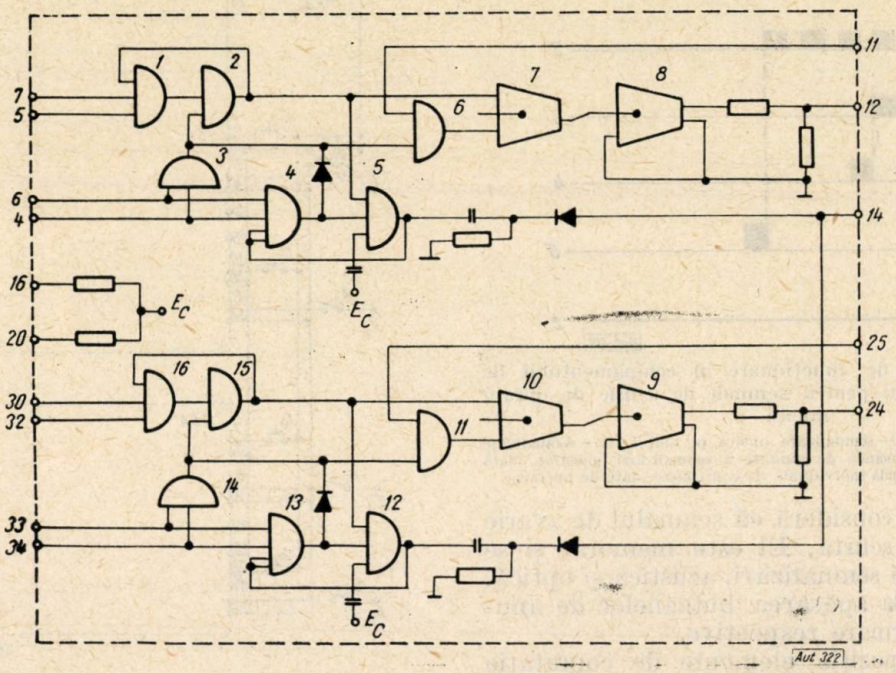


Fig. 5. Bloc UNILOG – ISA.

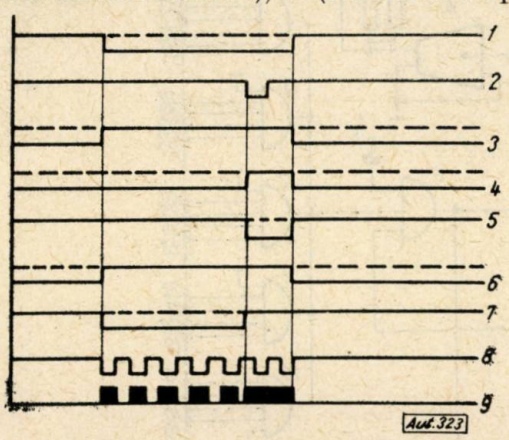


Fig. 6. Diagrama de funcţionare a blocului ISA în cazul unei avarii de durată lungă :

1 — semnal avarie ; *2* — semnal de confirmare ; *3* — ieşire element *3* ; *4* — ieşire element *1* ; *5* — ieşire element *2* ; *6* — ieşire element *4* ; *7* — ieşire element *5* ; *8* — ieşire element *6* ; *9* — semnalizare optică.

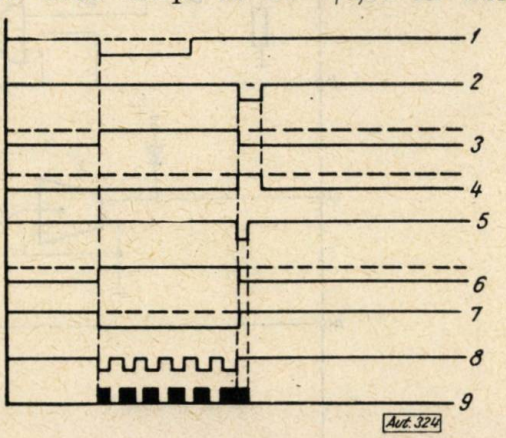


Fig. 7. Diagrama de funcţionare a blocului ISA în cazul unei avarii de durată scurtă :

1 — semnal avarie ; *2* — semnal de confirmare ; *3* — ieşire element *3* ; *4* — ieşire element *1* ; *5* — ieşire element *2* ; *6* — ieşire element *4* ; *7* — ieşire element *5* ; *8* — ieşire element *6* ; *9* — semnalizare optică.

decît — 11,8 V (semnalul standard UNILOG). După cum se va arăta în continuare, blocurile de semnalizare UNILOG permit şi realizarea unor scheme cu curent de repaus, în care contactul de avarie este normal închis.

Constructiv, echipamentul de semnalizare UNILOG este constituit din blocurile tipizate KSA şi ISA montate în sertare UNILOG. Alimentarea echipamentului poate fi făcută de la surse UNILOG 24 V/5 A sau de la baterii de acumulare.

Schemele de detaliu şi funcţionarea blocurilor componente

Schemele blocurilor KSA şi ISA sînt arătate în figurile 4 şi 5.

Ele sînt realizate din elemente NICI, TIMP şi MA3. Blocul KSA cuprinde un generator de impulsuri dreptunghiulare, elementele *1* şi *2*; un circuit formator de impuls, elementele *3* şi *4*; un amplificator pentru 40 de sarcini UNILOG, elementele *5* şi *6*; o memorie cu intrare multiplă, elementele *9*, *10*, *11*, *12*, *13*, *14*, şi un amplificator pentru acţionarea releului, elementele *7* şi *8*. Blocul ISA cuprinde un element de intrare *3*; memoria semnalului de avarie, elementele *4* şi *5*; memoria semnalului de confirmare, elementele *1* şi *2*; amplificatorul pentru lampa de semnalizare, elementele *7* şi *8*, precum şi poarta *6*.

Blocul este prevăzut cu intrările *6* şi *33* la care se conectează traductoarele de avarii care în stare normală reprezintă un contact deschis, iar în stare de avarie un contact închis. În cazul cînd traductoarele de avarie prezintă în stare normală un contact închis, iar în stare de avarie un contact deschis, este necesar ca bornele *6* şi *33* să fie conectate cu bornele *16*, respectiv *20*.

Urmărirea funcţionării blocului ISA se face cu ajutorul diagramelor din figurile 6 şi 7 pentru cele două situaţii posibile: semnal de avarie de durată lungă şi semnal de avarie de durată scurtă.

Concluzii

Echipamentul de semnalizare descris mai sus este un echipament tipizat, livrabil în serie de U.E.M. Trebuie menţionat că, folosind elementele de comutaţie statică UNILOG, pot fi executate şi alte scheme de semnalizare avînd programe diferite de cel prezentat. Astfel au fost întocmite scheme care să memoreze în plus şi dispariţia semnalului de avarie, în care caz sînt necesare două generatoare cu frecvenţe diferite pentru semnalizarea pîlpîitoare a lămpii. De asemenea a fost realizată o schemă mai complexă care indică şi ordinea în timp de producere a avariilor.

BIBLIOGRAFIE

[1] Hück, A. *Signal und Sicherheitssystem.* Frankfurt/M. H & B, AG, Mess und Regeltechnik, Systemtechnik, AS/D2: 1.

[2] Edger, D., Kindler, G. *Systèmes électroniques de signalisation.* In: Revue Brown Boveri, nr. 8, 1963, p. 516–519.

[3] MIPC – IPROCHIM. Normă internă referitoare la: *Scheme electrice pentru instalaţiile de automatizare din industria chimică. Scheme de semnalizare.*

[4] Colectiv I. Felea. *Circuite cu tranzistoare în industrie.* Bucureşti, Editura tehnică, 1964.

Ing. DELIA IONESCU şi ing. Z. POZSAR

Instalaţia de comandă selectiv-colectivă pentru ascensor de persoane, realizată cu elemente de comutaţie statică UNILOG tip A

La ascensoarele de persoane, calitatea transportului este determinată nu numai de timpul minim de deplasare, ci şi de timpul minim de aşteptare la staţii. În vederea reducerii timpului minim de deplasare se practică mărirea vitezei de deplasare. Pentru reducerea timpului de aşteptare, instalaţia de comandă a ascensorului trebuie să determine o succesiune avantajoasă de opriri ale cabinei, indiferent de modul cum au fost date diferitele comenzi [1,2,3].

Pentru a realiza o funcţionare corespunzătoare în condiţiile arătate, instalaţia de comandă devine mai complexă decît o instalaţie obişnuită, costul fiind mai ridicat. De aceea, aceste instalaţii se justifică în primul rînd în imobilele cu o circulaţie intensă, cum sînt, de exemplu, imobilele administrative.

1. Programul instalaţiei de comandă

Prin comanda selectiv-colectivă a ascensorului, deplasarea cabinei se realizează în condiţii optime, şi anume:

a) Indiferent de ordinea în care se dau comenzile de la staţii (comenzi de chemare) şi din cabină (comenzi de trimitere), oprirea cabinei se execută în ordinea crescîndă sau descrescîndă a staţiilor, după sensul de depla-

sare a cabinei. În aceasta constă comanda colectivă.

b) La fiecare staţie sînt prevăzute două comenzi distincte pentru cele două sensuri (chemare urcare şi chemare coborîre). Schimbarea sensului de deplasare a cabinei se face numai

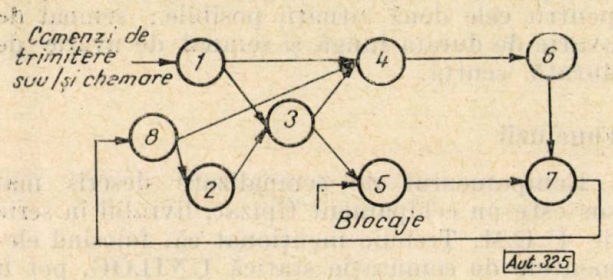


Fig. 1. Legăturile structurale ale circuitelor caracteristice la comanda selectiv-colectivă:

1 — circuit de memorare; *2* — circuit de urmărire a poziţiei cabinei; *3* — circuit de alegere a sensului de deplasare; *4* — circuit de decizie oprire; *5* — circuit de pornire motor; *6* — circuit de oprire motor; *7* — cabină; *8* — traductor de poziţie.

după epuizarea comenzilor de la sensul precedent, iar oprirea cabinei se execută numai dacă comanda respectivă corespunde sensului de deplasare. În aceasta constă comanda selectivă.

Pentru realizarea programului arătat, instalaţia de comandă a ascensorului trebuie să conţină următoarele circuite, indiferent de modul de realizare a instalaţiei:

1. circuitul de memorare are rolul de a memora comenzile de chemare şi trimitere pînă la executarea lor;

2. circuitul de urmărire a poziţiei cabinei stabileşte staţia în zona căreia se găseşte cabina;

3. circuitul de alegere a sensului de deplasare decide sensul necesar pentru deplasarea cabinei la apariţia unei comenzi de chemare sau trimitere;

4. circuitul de decizie oprire stabileşte o concordanţă între comanda dată şi sensul de deplasarea cabinei;

5. circuitul de pornire motor comandă acţionarea motorului la pornire;

6. circuitul de oprire motor determină oprirea motorului.

În figura 1 se arată legăturile structurale ale acestor circuite, şi anume: comenzile de trimitere şi de chemare sînt memorate în circuitul de memorare *1*, care transmite aceste informaţii circuitului de alegere a sensului *3* şi circuitului de decizie oprire *4*. Circuitul de alegere a sensului *3* avînd informaţii despre poziţia cabinei datorită traductorului de poziţie *8* şi circuitului de urmărire a poziţiei cabinei *2*, precum şi despre comanda memorată de *1*, stabileşte sensul necesar de deplasare pentru a satisface comanda dată. O dată sensul stabilit, se transmite comanda pentru pornirea motorului la circuitul *5*, care prin antrenarea troliului deplasează cabina *7* spre staţia pentru care s-a dat comanda. Cînd cabina *7* intră în zona staţiei comandate, în circuitul *4* se realizează o coincidenţă între comanda înregistrată în circuitul *1*, semnalul transmis de traductorul de poziţie *8* al staţiei respective şi sensul din circuitul *3*. Ca rezultat, din circuitul *4* se transmite o comandă de trecere pe viteza mică (în cazul cînd ascensorul funcţionează cu două viteze), apoi de oprire a motorului prin circuitul *6*, respectiv de oprire a cabinei *7*.

În timpul deplasării cabinei, poziţia ei este urmărită de circuitul *2*. În cazul în care pentru acelaşi sens de deplasare sînt comandate diferite staţii, oprirea cabinei se va efectua de fiecare dată în ordinea staţiilor, deoarece circuitul *4* va determina de fiecare dată o coincidenţă între comanda dată şi poziţia cabinei. Repornirea motorului se face numai după ce toate blocajele de siguranţă sînt satisfăcute (uşile de la cabină şi de la staţii închise şi zăvorîte). La epuizarea tuturor comenzilor, circuitul *1* nu mai transmite nici o informaţie şi ca atare cabina rămîne în poziţia respectivă, care este înregistrată de circuitul *2*.

În cazul în care în circuitul *1* sînt memorate comenzi pentru ambele sensuri (sus şi jos), după epuizarea tuturor comenzilor într-un sens, circuitul *3* va schimba sensul şi va transmite informaţiile corespunzătoare pentru circuitele *4* şi *5*. Oprirea cabinei se face şi în acest caz în ordinea staţiilor.

Din circuitele caracteristice arătate mai sus, circuitele *1*, *2*, *3*, *4* şi traductorul de poziţie *8* se repetă pentru fiecare staţie. Circuitele *5* şi *6* fac parte din comanda centrală.

În cele ce urmează vom analiza circuitele *1*, *2*, *3*, *4* realizate cu elemente de comutaţie statică UNILOG tip A.

2. Circuitul de memorare

Pentru programul selectiv-colectiv, la fiecare staţie sînt necesare două comenzi de chemare (chemare urcare şi chemare coborîre) şi o comandă de trimitere. Pentru memorarea acestor comenzi sînt prevăzute trei circuite de memorie independente [4].

În figura 2 este arătată schema circuitului de memorare al staţiei „n”.

Cele trei memorii sînt: N_1, N_2 pentru comandă urcare, N_4, N_5 pentru comandă coborîre şi N_7, N_8 pentru comandă trimitere.

După iniţierea comenzilor prin butoanele respective, comenzile rămîn memorate pînă la executarea lor, cînd se dă ştergere memoriilor, şi anume: prin elementul N_3 se realizează ştergerea comenzii de urcare şi a celei de trimitere cînd cabina este în zonă (c_n), a fost dată comanda de oprire exactă (r) şi sensul de depla-

sare este în sus (f_{sn}). În acelaşi mod prin elementul N_6 se dă ştergerea comenzii de coborîre şi a comenzii de trimitere, cînd sensul de deplasare este în jos (f_{jn}).

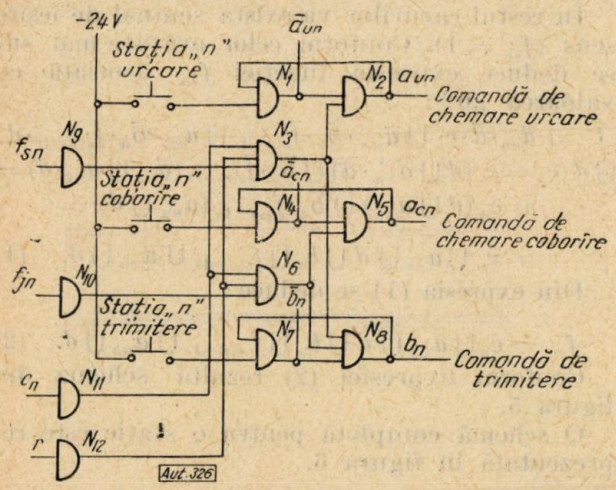


Fig. 2. Schema de principiu a circuitului de memorare pentru staţia „n" :

a_{un} — comandă de chemare urcare la staţia „n" ; a_{cn} — comandă de chemare coborîre la staţia „n" ; b_n — comandă de trimitere ; c_n — cabină în zona staţiei „n" ; f_{sn} — sens de deplasare sus ; f_{jn} — sens de deplasare jos ; r — comandă oprire exactă.

3. Circuitul de urmărire a poziţiei cabinei

Acest circuit trebuie să memoreze poziţia cabinei de la intrarea în zona staţiei respective cînd traductorul de poziţie al staţiei a dat semnal de comandă, pînă la intrarea în zona staţiei imediat superioare sau inferioare, corespunzător sensului de deplasare al cabinei [4].

În figura 3 este arătată schema circuitului.

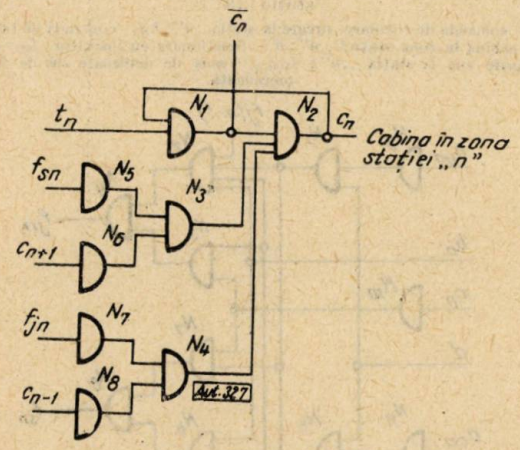


Fig. 3. Schema de principiu a circuitului de urmărire a poziţiei cabinei :

c_n — cabina în zona staţiei „n" ; c_{n+1} — cabina în zona staţiei imediat superioare ; c_{n-1} — cabina în zona staţiei imediat inferioare ; f_{sn} — sens de deplasare sus ; f_{jn} — sens de deplasare jos ; t_n — cabina intră în zona staţiei „n".

În circuitul de memorie N_1 şi N_2 se memorează intrarea în zona staţiei respective.

Comanda de ştergere a memoriei se dă prin elementul N_3 în momentul cînd cabina, fiind în urcare (f_{sn}), se află în zona staţiei imediat superioare (c_{n+1}), iar cînd cabina este în coborîre (f_{jn}) şi este în zona staţiei imediat inferioare (c_{n-1}) prin N_4.

Pentru ca poziţia cabinei să rămînă memorată în cazul întreruperii accidentale a tensiunii de la reţea, s-a prevăzut alimentarea circuitului de memorie N_1, N_2 de la acumulator.

4. Circuitul de alegere a sensului de deplasare

Alegerea sensului de deplasare trebuie să se facă pe baza a două informaţii : poziţia cabinei şi o comandă de trimitere sau de chemare. Circuitele de alegere a sensului ale tuturor etajelor sînt înseriate în ordinea etajelor, ca în figura 4. După cum se observă, circuitul de alegere a sensului de deplasare *3* şi *3'* primeşte informaţii de la circuitul de memorare *1* şi de la circuitul de urmărire a poziţiei cabinei *2*. De asemenea, fiecare circuit de alegere a sensului *3* şi *3'* mai primeşte semnal de la staţia precedentă.

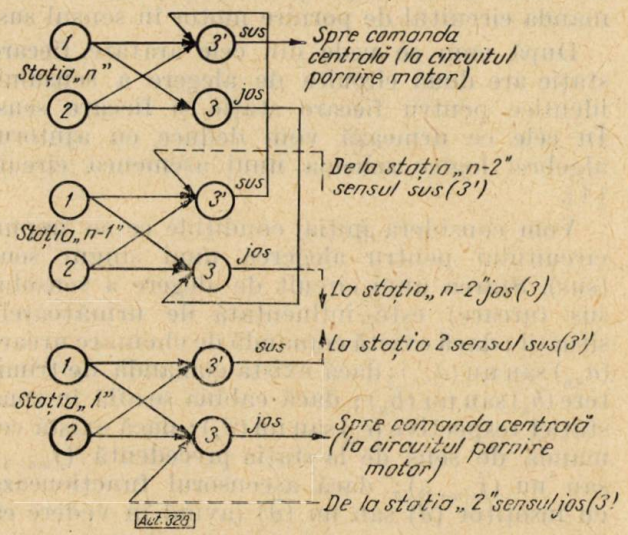


Fig. 4. Schema-bloc a circuitului de alegere a sensului de deplasare pentru „n" staţii :

1 — circuit de memorare ; *2* — circuit de urmărire a poziţiei cabinei ; *3* — circuit de alegere a sensului de deplasare jos ; *3'* — circuit de alegere a sensului de deplasare sus.

La apariţia unei comenzi de trimitere sau chemare la o staţie, dacă cabina nu se găseşte la acea staţie, din circuitul de alegere a sensului al staţiei respective se transmite comanda sus în circuitele etajelor superioare şi comanda jos în circuitele etajelor inferioare. În circuitul de alegere a sensului al staţiei la care se găseşte cabina se produce blocarea comenzii sus dacă cabina este deasupra staţiei de unde s-a dat comanda, sau blocarea comenzii jos dacă cabina este dedesubt. În acest mod, la comanda centrală ajunge numai o singură comandă de sens, şi anume cea necesară deplasării cabinei pentru a satisface comanda de trimitere sau chemare dată. De exemplu, dacă apare o

trimitere sau chemare în circuitul *1* al staţiei $n-1$, aceasta transmite, indiferent de sensul chemării, semnal la circuitul de alegere a sensului jos *3* şi circuitul de alegere a sensului sus *3'* al staţiei $n-1$. Deoarece cabina nu se află în staţia $n-1$, ci presupunem că se află în staţia *1*, circuitul *2* al staţiei $n-1$ nu blochează circuitele *3* şi *3'* şi, la ieşirea lor, apare comandă de sens jos şi sus. Sensul jos se transmite la circuitul *3* al staţiei $n-2$, care, cu toate că nu are nici un semnal de la *1* şi *2* al staţiei $n-2$, va da la ieşire un semnal jos. Astfel semnalul jos ajunge pînă la staţia *1*. La staţia *1* acest semnal se blochează, deoarece circuitul *2* al staţiei *1* a înregistrat poziţia cabinei la această staţie. În final, din circuitul *3* al staţiei *1* nu se transmite semnal de comandă jos la circuitul de pornire motor. Însă simultan, din circuitul *3'* al staţiei $n-1$ se transmite semnal sus la circuitul *3'* al staţiei n. Cu toate că la această staţie nici circuitul *1* nici circuitul *2* nu transmit informaţii, circuitul *3'* va avea un semnal de ieşire datorită comenzii de la staţia precedentă, care va comanda circuitul de pornire motor în sensul sus.

După cum se vede din cele arătate, fiecare staţie are două circuite de alegere a sensului, identice pentru fiecare staţie şi fiecare sens. În cele ce urmează vom deduce cu ajutorul algebrei logice schema unui asemenea circuit [4].

Vom considera iniţial condiţiile ce se impun circuitului pentru alegerea unui singur sens (sus). Starea unui circuit de alegere a sensului sus (urcare) este influenţată de următoarele situaţii : dacă există comandă de chemare urcare (a_{un}) sau nu ($\bar{a}_{un}$); dacă există comandă de trimitere (b_n) sau nu ($\bar{b}_n$); dacă cabina se află în zona staţiei respective (c_n) sau nu ($\bar{c}_n$); dacă există comandă de sens de la staţia precedentă ($f_{s(n-1)}$) sau nu ($\bar{f}_{s(n-1)}$); dacă ascensorul funcţionează cu însoţitor (d) sau nu ($\bar{d}$) (avînd în vedere că programul ascensorului este conceput pentru a funcţiona şi cu însoţitor). Făcînd analiza programului de funcţionare rezultă că nu trebuie să avem semnal de ieşire ($f_{sn}=0$) dacă :

— cabina se află în zona staţiei respective (c_n) şi nu există comandă de chemare urcare ($\bar{a}_{un}$), nu se merge cu însoţitor ($\bar{d}$), indiferent dacă este comandă de trimitere (b_n sau $\bar{b}_n$) şi indiferent dacă este semnal de sens de la staţia precedentă sau nu ($f_{s(n-1)}$ sau $\bar{f}_{s(n-1)}$);

— nu este nici comandă de chemare urcare ($\bar{a}_{un}$) nici comandă de trimitere ($\bar{b}_n$), iar de la staţia precedentă nu este semnal de sens ($\bar{f}_{s(n-1)}$), indiferent dacă cabina se află în zona staţiei sau nu (c_n sau $\bar{c}_n$) şi indiferent dacă se merge cu însoţitor sau nu (d sau $\bar{d}$);

— există comandă de chemare (a_{un}), nu există comandă de trimitere ($\bar{b}_n$), nu există comandă de sens de la staţia precedentă ($\bar{f}_{s(n-1)}$), dar cabina este programată pentru mers cu însoţitor (d);

— cabina este programată pentru mers cu însoţitor (d) şi se află în zona staţiei comandate (c_n), indiferent de comenzile celelalte.

În restul cazurilor va exista semnal de ieşire sens ($f_{sn}=1$). Conform celor arătate mai sus se deduce expresia funcţiei f_{sn} asociată cu valoarea „0" :

$$\bar{f}_{sn} = \bar{a}_{un}\cdot\bar{d}\cdot c_n \cup \bar{a}_{un}\cdot\bar{b}_n\cdot\bar{f}_{s(n-1)} \cup a_{un}\cdot\bar{b}_n\cdot\bar{f}_{s(n-1)}\cdot d$$
$$\cup d\cdot c_n = c_n(d \cup \bar{a}_{un}\cdot\bar{d}) \cup \bar{b}_n\cdot\bar{f}_{s(n-1)}(\bar{a}_{un} \cup a_{un}\cdot d) =$$
$$= c_n(d \cup \bar{a}_{un}) \cup \bar{b}_n\cdot\bar{f}_{s(n-1)}(\bar{a}_{un} \cup d) =$$
$$= \overline{\bar{c}_n \cup \bar{a}_{un} \cup d} \cup \overline{b_n \cup f_{s(n-1)} \cup \bar{a}_{un} \cup d}. \quad (1)$$

Din expresia (1) se deduce :

$$f_{sn} = \overline{\bar{c}_n \cup \bar{a}_{un} \cup d} \cup \overline{b_n \cup f_{s(n-1)} \cup \bar{a}_{un} \cup d}. \quad (2)$$

Conform expresiei (2) rezultă schema din figura 5.

O schemă completă pentru o staţie este reprezentată în figura 6.

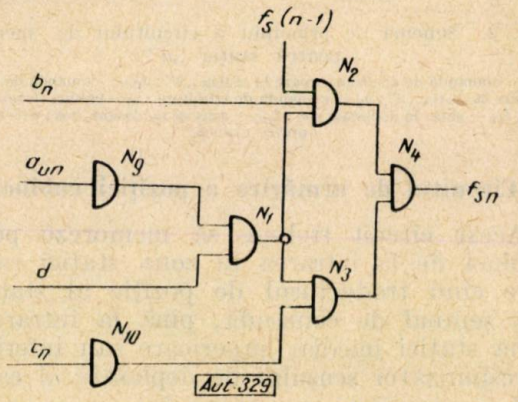


Fig. 5. Schema de principiu a circuitului de alegere a sensului de deplasare pentru un singur sens (sus) şi pentru staţia „n" :

a_{un} — comandă de chemare urcare la staţia „n"; b_n — comandă de trimitere; c_n — cabina în zona staţiei „n"; d — funcţionare cu însoţitor; f_{sn} — sens de deplasare sus la staţia „n"; $f_{s(n-1)}$ — sens de deplasare sus de la staţia precedentă.

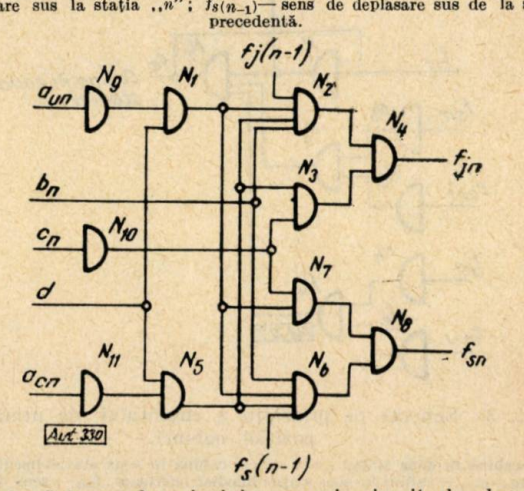


Fig. 6. Schema de principiu a unui circuit de alegere a sensului de deplasare pentru staţia „n" :

a_{un} — comandă de chemare urcare la staţia „n"; a_{cn} — comandă de chemare coborîre la staţia „n"; b_n — comandă de trimitere; c_n — cabina în zona staţiei „n"; d — funcţionare cu însoţitor; $f_{j(n-1)}$ — sens de deplasare jos de la staţia precedentă; $f_{s(n-1)}$ — sens de deplasare sus de la staţia precedentă; f_{jn} — sens de deplasare jos la staţia „n"; f_{sn} — sens de deplasare sus la staţia „n".

5. Circuitul de decizie oprire

Acest circuit determină încetinirea cabinei cînd intră în zona staţiei, pregătind circuitul de oprire motor pentru oprirea cabinei. Starea acestui circuit este influenţată de următoarele situaţii : dacă este comandă de chemare (a_n) sau nu ($\overline{a}_n$); dacă este comandă de trimitere (b_n) sau nu ($\overline{b}_n$); dacă cabina intră în zona staţiei comandate (t_n) sau nu ($\overline{t}_n$) (această mărime este un semnal scurt, dat de traductorul de poziţie şi diferă de c_n); dacă ascensorul funcţionează cu însoţitor (d) sau nu ($\overline{d}$); dacă cabina este încărcată peste sarcina maximă admisibilă (y) sau nu ($\overline{y}$); dacă există sensul de deplasare dorit (f_n) sau nu ($\overline{f}_n$). Din cele arătate rezultă cele şase mărimi de intrare. Mărimea de ieşire pentru comanda de încetinire este φ. Din analiza tabelei de adevăr reiese că acest circuit trebuie să dea comandă de încetinire dacă [4] :

— este comandă de trimitere (b_n) şi cabina intră în zona staţiei comandate (t_n); indiferent dacă este semnal de chemare (a_n) sau nu ($\overline{a}_n$); indiferent dacă are sensul dorit sau nu (f_n sau $\overline{f}_n$); indiferent dacă ascensorul merge cu însoţitor sau nu (d sau $\overline{d}$); indiferent dacă s-a depăşit sarcina maximă admisibilă sau nu (y sau $\overline{y}$);

— este comandă de chemare (a_n) şi cabina are sensul de deplasare dorit (f_n); cabina intră în zona staţiei comandate (t_n); nu se merge cu însoţitor ($\overline{d}$); nu este încărcată cabina cu sarcina maximă ($\overline{y}$); indiferent dacă are comandă de trimitere sau nu (b_n sau $\overline{b}_n$).

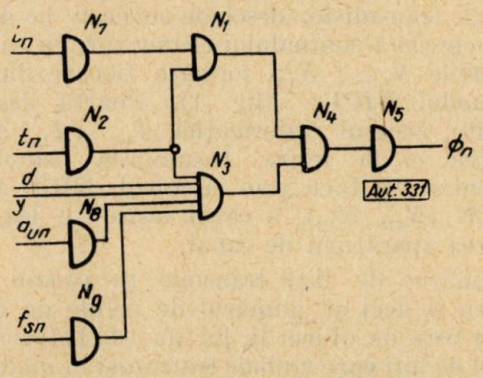


Fig. 7. Schema de principiu a circuitului de decizie oprire, pentru un sens (sus) şi pentru staţia „n" :

a_{un} — comandă de chemare urcare la staţia „n"; b_n — comandă de trimitere; d — funcţionare cu însoţitor; f_{sn} — sens de deplasare sus la staţia „n"; t_n — cabina intră în zona staţiei „n"; y — semnal de sesizare a depăşirii sarcinii maxime admisibile; φ_n — comandă de încetinire la staţia „n".

Din condiţiile de mai sus se scrie direct :

$$\Phi_n = b_n \cdot t_n \cup a_n \cdot f_n \cdot t_n \cdot \overline{d} \cdot \overline{y} =$$

$$= \overline{\overline{b}_n \cup \overline{t}_n \cup \overline{a}_n \cup \overline{f}_n \cup \overline{t}_n \cup d \cup y} =$$

$$= \overline{\overline{b}_n \cup \overline{t}_n \cup \overline{a}_n \cup \overline{f}_n \cup \overline{t}_n \cup d \cup y}. \qquad (3)$$

Expresiei (3) îi corespunde schema din figura 7.

În figura 8 este reprezentată schema de principiu pentru ambele sensuri.

Trebuie menţionat că schemele prezentate în figurile 2, 3, 6, 8 se pot simplifica, elimi-

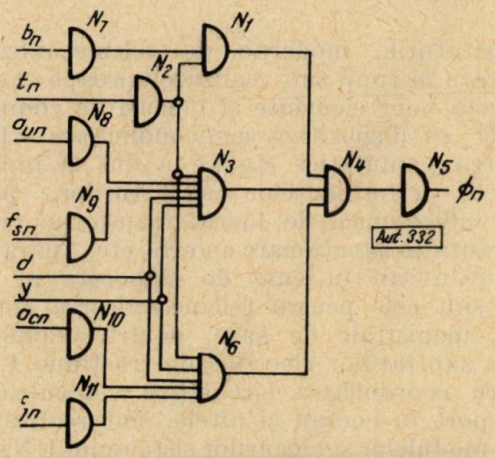


Fig. 8. Schema de principiu a circuitului de decizie oprire pentru staţia „n" :

a_{un} — comandă de chemare urcare la staţia „n"; a_{cn} — comandă de chemare coborîre la staţia „n"; b_n — comandă de trimitere; d — funcţionare cu însoţitor; f_{jn} — sens de deplasare jos la staţia „n"; f_{sn} — sens de deplasare sus la staţia „n"; y — semnal de sesizare a depăşirii sarcinii maxime admisibile; t_n — cabina intră în zona staţiei „n"; φ_n — comandă de încetinire la staţia „n".

nînd modulele care inversează un semnal cînd negaţia acestui semnal există, formată în altă parte a instalaţiei. De exemplu, mărimea a_{un} se poate obţine de la N_2 (fig. 2), iar în cazul în care este nevoie de mărimea de intrare $\overline{a}_{un}$ (ca în fig. 5, 6, 7, 8), acest semnal se poate obţine de la N_1 (fig. 2).

6. Concluzii

Ca urmare a colaborării dintre IFMA şi IPA s-a conceput, pe baza elementelor de comutaţie statică UNILOG tip A, o instalaţie de comandă pentru un ascensor de persoane cu 11 staţii. Instalaţia a fost executată ca model experimental. Ea cuprinde 550 de module UNILOG care ocupă patru sertare din dulapul UNILOG tip B.

Instalaţia a fost experimentată în condiţii de laborator. Cu această ocazie s-a verificat corectitudinea schemelor prezentate mai sus. Rezultatele obţinute în laborator permit continuarea experimentării în condiţii de exploatare.

BIBLIOGRAFIE

[1] Gault, V. A. *Lift control using static switching.* In : Transactions of the Society of Instrument Technology, vol. **16**, nr. 1, mart 1964, p. 36—43.

[2] Schotten, H. *Simplex — Steuerung mit Kontaktlosen Steuerelementen.* In : Elektronik, vol. **13**, mai 1964, p. 131—137.

[3] Finke, H., Klingspor, W. *Aufzugsteuerung mit kontaktlosen Bauelementen.* In : Siemens Zeitschrift, vol. **2**, febr 1966, p. 138—142.

[4] Proiect I.P.A. nr. 954. 3 — *Instalaţie electrică de comandă pentru ascensoare de persoane*, 1964.

Ing. D. NEGREANU, ing. O. RADU şi ing. ELIZA MIHĂILESCU

Utilizări ale elementelor de comutaţie statică UNILOG tip A în telemecanică

Aparaturile moderne de telemecanică cu separare în timp sînt realizate aproape exclusiv pe baza unor elemente şi blocuri de comutaţie statică cu dispozitive semiconductoare. Introducerea comutaţiei statice a dus la îmbunătăţirea performanţelor aparaturilor, permiţînd viteze mari de lucru, transmisie ciclică, siguranţă în funcţionare sporită etc. Aparaturile elaborate sau în curs de elaborare în ţară, cum sînt cele pentru telemecanizarea conductelor magistrale de gaze, pentru telemecanizarea substaţiilor electrice de tracţiune I.T.B., pentru coordonarea circulaţiei vehiculelor de transport în comun şi altele, sînt realizate pe baza modulelor şi blocurilor sistemului UNILOG tip A.

Aceste module şi blocuri îndeplinesc în aparatura de telemecanică funcţiuni logice de prelucrare şi conversie a informaţiei numerice, precum şi funcţiuni de control. Pentru a exemplifica utilizarea sistemului de comutaţie statică în telemecanică vor fi descrise în cele ce urmează conversia paralel — serie şi serie — paralel, convertorul binar — zecimal, şi o serie de blocuri de control.

1. Conversia paralel — serie şi serie — paralel

Conversia informaţiei din paralel în serie şi din serie în paralel reprezintă una din funcţiunile de bază ale aparaturilor telemecanice cu separare în timp ca şi, în general, ale sistemelor de transmitere şi prelucrare a datelor.

Specifică punctelor de emisie este conversia informaţiei care există sau se produce sub formă paralel sau „în spaţiu", adică la ieşirile diferite ale unui bloc sau ale mai multor blocuri, într-o formă serie, respectiv o succesiune de impulsuri ordonată în timp corespunzător poziţiei ieşirilor. De aceea conversia paralel — serie mai este denumită şi conversie spaţiu — timp. În telemecanică, informaţia paralel care trebuie convertită în serie este dată în mod obişnuit de memoriile convertoarelor analog-numerice pentru telemăsură, de contactele de telesemnalizare sau de codificatoarele de telecomandă sau telereglare. Tot prin intermediul convertorului paralel — serie se formează semnalele de sincronizare, de adresă şi diferitele semnale de control.

Succesiunea de impulsuri reprezentînd informaţia, care apare la ieşirea blocului de conversie paralel — serie, intră în aparatura canalului de transmisie.

Specifică punctelor de recepţie este conversia informaţiei extrase din aparatura canalului de recepţie sub forma unei succesiuni de impulsuri în timp, într-o formă paralel sau „în spaţiu", adică sub forma unor ieşiri corespunzătoare poziţiilor în timp ale impulsurilor recepţionate. Conversia serie — paralel mai este denumită şi conversie timp — spaţiu. În telemecanică informaţia recepţionată, după un prealabil control al întregului semnal recepţionat (control de paritate, de număr de semnale elementare 1 etc.), este transmisă blocurilor de execuţie (telecomandă, telereglare) sau blocurilor de afişare sau înregistrare (telemăsură, telesemnalizare).

Conversia paralel — serie şi serie — paralel poate fi realizată integral cu module şi blocuri ale sistemului UNILOG. În acest caz, semnalele de intrare şi ieşire ale convertoarelor sînt semnale UNILOG 0 şi 1.

Conversia paralel — serie poate fi efectuată în două moduri diferite, cu distribuitor şi cu registru.

În sistemul de conversie cu distribuitor, informaţia trebuie să rămînă memorată pe tot timpul conversiei. Distribuitorul, care lucrează ciclic şi în care un reper înaintează în ritmul impulsurilor de înaintare corespunzător vitezei de transmisie, deschide succesiv pe durate egale cu cea a semnalului elementar, cu semnale 0, porţile $N_1 \ldots N_{10}$, formate fiecare din cîte un modul NICI * (fig. 1). Poarta deschisă permite accesul informaţiei $I_1 \ldots I_{10}$ de la intrarea ei la ieşire. Însumarea semnalelor elementare se face prin circuitul NICI MULTIPLU (N_{11}, N_{12}), a cărui ieşire se leagă la intrarea aparaturii de canal.

Numărul de biţi transmis în cadrul unui termen şi deci şi numărul de celule de distribuitor este de obicei în jur de 10. Întrucît numărul de biţi care trebuie transmişi în mod obişnuit în cadrul unui sistem de telemecanică este mult mai mare decît 10, informaţia respectivă este grupată pe termeni care se transmit succesiv. Se efectuează astfel o a doua treaptă de conversie paralel — serie (spaţiu-timp). Această conversie se realizează de către un distribuitor — comutator de termeni, în cazul telemăsurii şi telesemnalizării, sau un distribuitor — programator, în cazul telecomenzii şi telereglării. Aceste distribuitoare selectează semnalele corespunzătoare unei telemăsuri sau unui

* Aceste porţi dau semnal 1 la ieşire, la coincidenţa semnalelor la intrare 0 de deschidere şi de informaţie.

grup de telesemnalizări sau semnalele corespunzătoare unei etape de telecomandă (alegere, execuţie etc.) şi le aduc la intrarea porţilor convertorului serie — paralel descris mai sus (fig. 1). Astfel, în cazul general, fiecare poartă va avea nu numai cîte o intrare $I_1 \ldots I_{10}$, ci un număr de intrări egal cu numărul de termeni. Aceste intrări vor primi informaţie (0 sau 1), fiecare pe termenul căruia îi corespunde; intrările care nu corespund termenului ales vor avea în acest timp semnale 0.

O variantă a acestui sistem de conversie este cea în care funcţia de distribuire — deschiderea porţilor — este realizată cu ajutorul unui numărător binar. Aici impulsurile de înaintare constituie impulsuri de numărare pentru numărătorul binar. Poziţia numărătorului este decodificată prin porţile de transmisie a informaţiei. A doua treaptă de conversie, adică comutatorul de termeni, poate fi de asemenea realizată pe baza unui numărător binar cu decodificare.

În sistemul de conversie paralel — serie cu registru, informaţia este înscrisă într-un moment de timp stabilit în registru şi apoi deplasată spre ieşire în ritmul impulsurilor de înaintare (fig. 2). Din ultima celulă a registrului, unde se obţine sub forma unei succesiuni de impulsuri în timp, informaţia trece în aparatura canalului de transmisie.

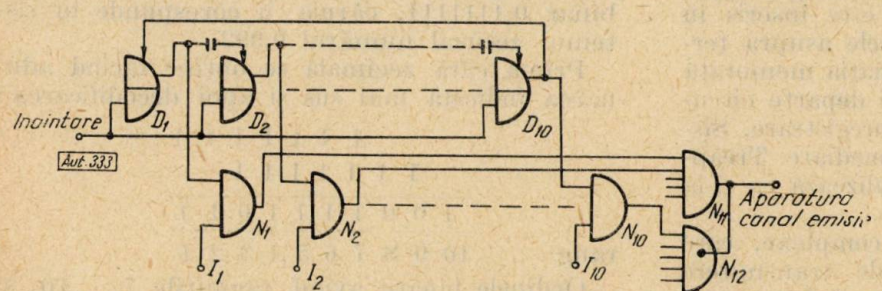


Fig. 1. Conversia paralel-serie cu distribuitor.

A doua treaptă de conversie se realizează ca şi la sistemul cu distribuitor. Deoarece numărul de intrări de înscriere într-o celulă a registrului este limitat, în mod normal, pentru a înscrie succesiv mai mulţi termeni, în scopul conversiei, sînt necesare porţi de intrare suplimentare.

În sistemul de conversie cu registru lipseşte un reper de timp care să permită, de exemplu, sesizarea terminării transmiterii informaţiei. Pentru a crea acest reper se introduce la înscriere o informaţie de reper 1, întotdeauna în prima celulă, şi se sesizează cu circuitul NICI MULTIPLU N_{11}, N_{12}, N_{13} „golirea" completă de informaţii 1 a registrului, corespunzătoare terminării transmisiei informaţiei. Aceasta face ca schema să fie ceva mai complicată decît în cazul conversiei cu distribuitor.

În schimb, sistemul cu registru nu necesită memorii intermediare de intrare, fiind din acest motiv mai avantajos atunci cînd informaţia

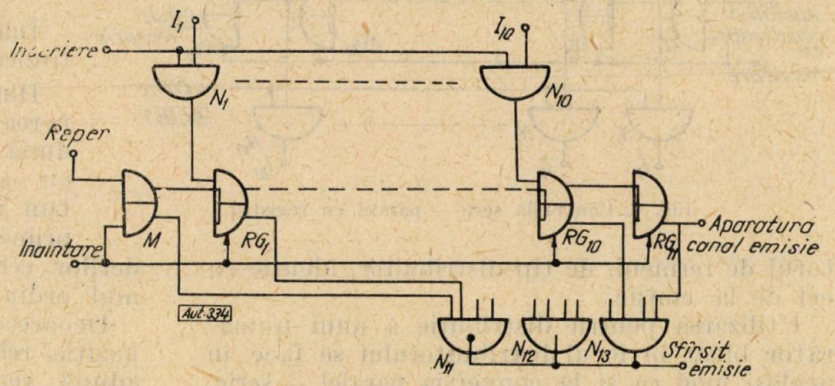


Fig. 2. Conversia paralel-serie cu registru.

nu poate fi memorată pe întreaga durată a conversiei paralel — serie, ca în cazul preluării ei de la convertoare analog — numerice lente care efectuează conversia analog-numerică pe durata transmiterii termenului anterior sau în cazul unei informaţii care apare un timp mai scurt decît durata conversiei paralel — serie.

Conversia serie-paralel poate fi, de asemenea, efectuată în două moduri, cu distribuitor şi cu registru.

În sistemul de conversie cu distribuitor (fig. 3), informaţia primită de la aparatura de canal este transmisă unei serii de porţi ($N_1 \ldots N_{10}$) care sînt deschise pe rînd de distribuitor prin semnale 0, debitînd la ieşiri informaţia sub formă paralel.

Deoarece înainte de utilizare termenul sau semnalul recepţionat trebuie controlat (control de paritate, control de număr de semnale

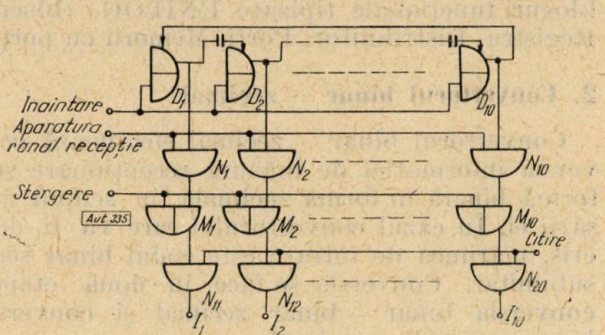


Fig. 3. Conversia serie — paralel cu distribuitor.

1 etc.), informaţia este înscrisă în prealabil în memoriile intermediare $M_1 \ldots M_{10}$. După efectuarea controalelor, informaţia memorată

este transmisă la circuitele de execuţie, afişare sau înregistrare. Treapta superioară de conversie în paralel a termenilor recepţionaţi succesiv în timp se face prin porţi comandate de comutatorul de termeni, de tip distribuitor, identic cu cel de la emisie.

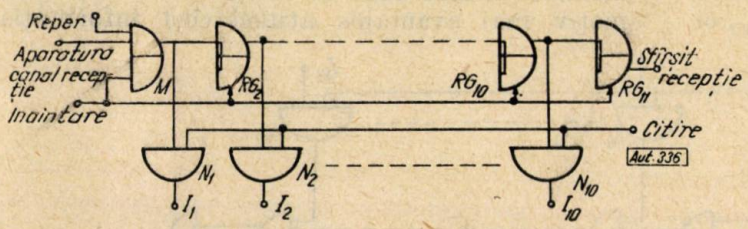


Fig. 4. Conversia serie — paralel cu registru.

Utilizarea pentru distribuţie a unui numărător binar în locul distribuitorului se face în acelaşi mod ca şi la conversia paralel — serie.

În sistemul de conversie cu registru, informaţia primită de la aparatura de canal intră direct în registru (fig. 4), fiind deplasată în ritmul impulsurilor de înaintare, acelaşi cu cel de la emisie.

Cînd o informaţie de reper 1, care a fost înscrisă în prima celulă M_1 a registrului înainte cu un tact de începerea recepţionării semnalului din canal, ajunge în ultima celulă RG_{11} a registrului, întreg termenul primit este înscris în registru. Se efectuează controalele asupra termenului şi se poate „citi" informaţia memorată în registru, adică transmite mai departe circuitelor de execuţie, afişare sau înregistrare. Sistemul nu necesită memorii intermediare. Treapta superioară de conversie se realizează ca şi la sistemul cu distribuitor.

În aparaturile telemecanice complexe, care realizează unitar funcţiunile de transmitere şi recepţionare a informaţiei în ambele sensuri, conversia paralel — serie şi serie — paralel poate fi efectuată cu acelaşi sistem distribuitor sau registru, comandat în mod corespunzător.

În încheiere, se menţionează că schemele din figurile 1 — 4 pot fi realizate integral cu blocuri funcţionale tipizate UNILOG (blocuri Registru, Distribuitor, Porţi, Memorii cu porţi).

2. Convertorul binar — zecimal*

Convertorul binar — zecimal efectuează conversia informaţiei de măsură recepţionate sub formă binară în formă zecimală, în scopul afişării ei. În cazul convertorului care va fi descris, mărimea de intrare este codul binar serie subunitar. Conversia se face în două etape: conversia binar — binar zecimal şi conversia binar zecimal — zecimal.

Principiul matematic care stă la baza conversiei binar — binar zecimal este următorul: pentru a se obţine primul ordin binar zecimal trebuie să se înmulţească cu 10 codul binar care urmează să fie convertit (N). În sistemul binar, înmulţirea cu 10 devine:

$$N \times 10 = (N \times 2 \times 2 \times 2) + (N \times 2). \quad (1)$$

Înmulţirea cu 2 se realizează prin întîrzierea codului binar N cu un tact (bit).

Din relaţia (1) rezultă că, pentru obţinerea primului ordin binar zecimal, se adună numărul N, întîrziat cu 3 tacturi, cu acelaşi număr întîrziat cu un tact. Din rezultatul însumării se extrag apoi primele 4 ordine binare, în ordinea ponderilor celor mai mari, care constituie primul ordin binar zecimal.

Deoarece la adunare este importantă numai poziţia relativă a celor două mărimi care se adună, rezultatul va fi acelaşi dacă se adună numărul N întîrziat cu 2 tacturi cu el însuşi. Prin această modificare se simplifică circuitele care realizează operaţiile amintite. Pentru obţinerea ordinelor binare zecimale următoare se repetă operaţia de înmulţire cu 10.

A doua etapă a conversiei (binare zecimal — zecimal) se realizează cu matrice decodificatoare.

Pentru exemplificare se va considera codul binar 0,1111111, căruia îi corespunde în sistemul zecimal numărul 0,992.

Prima cifră zecimală se obţine făcînd adunarea indicată mai sus şi apoi decodificarea:

```
          1 1 1 1 1 1 1 +
        1 1 1 1 1 1 1
      ---------------
      1 0 0 1 1 1 1 0 1 1
      ---------------
rang  10 9 8 7 6 5 4 3 2 1
```

Ordinele binare avînd rangurile 7 ... 10, şi anume 1001, reprezintă prima cifră după virgulă, 9.

Restul ordinelor binare (1 ... 6) se aplică sumatorului următor. Din rezultatul obţinut se extrag ordinele binare avînd rangurile 6 ... 9 care reprezintă a doua cifră zecimală, iar restul se aplică sumatorului următor.

În modul acesta se pot obţine oricîte cifre zecimale sînt necesare.

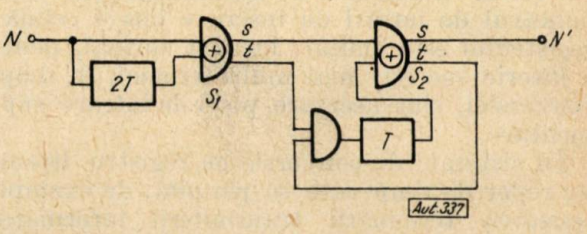


Fig. 5. Circuit de conversie binar — binar zecimal de tip serie pentru o cifră zecimală. Schema-bloc.

În figura 5 este dată schema-bloc care realizează operaţiile pentru obţinerea în formă binară a unei cifre zecimale.

* La elaborarea schemei de convertor binar — zecimal prezentate, o importantă contribuţie a avut şi ing. I. Bătrîna.

Schema conţine un circuit 2T pentru întîrzierea cu două tacturi a numărului de intrare N şi un sumator serie format din două semi-

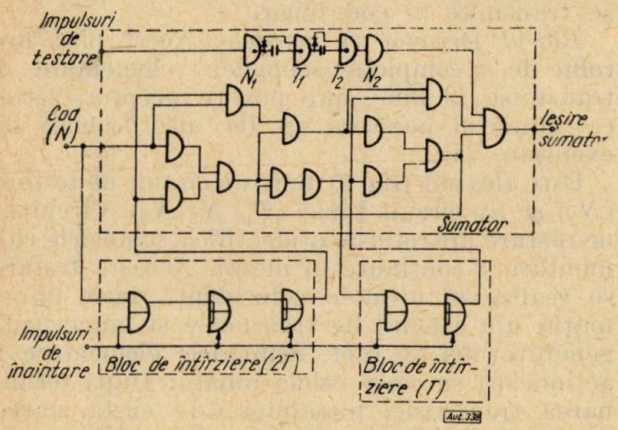


Fig. 6. Circuit de conversie binar — binar zecimal de tip serie pentru o cifră zecimală. Schema electrică.

sumatoare S_1 şi S_2, un element SAU şi un circuit T pentru întîrzierea cu un tact a transporturilor obţinute la ieşirile lui S_1 şi S_2. Schema sumatorului serie din figura 5 se deduce prin procedee similare cu cele folosite la sinteza unui sumator paralel pentru un ordin binar [1].

În figura 6 este prezentată schema electrică de principiu a acestui circuit. Ieşirea sumatorului se „testează" întîrziat (cu ajutorul elementelor N_1, T_1, T_2, N_2) faţă de impulsurile de înaintare, pentru a ţine seamă de durata propagării semnalelor în lungul schemei.

Schema-bloc a unui convertor binar — zecimal pentru 3 cifre zecimale este reprezentată în figura 7.

Blocul de comandă are rolul de a aduce în fază impulsurile de tact cu impulsurile de cod. Operaţiile de însumare şi de citire se efectuează pentru fiecare rang binar pe tactul stabilit de un distribuitor de tact.

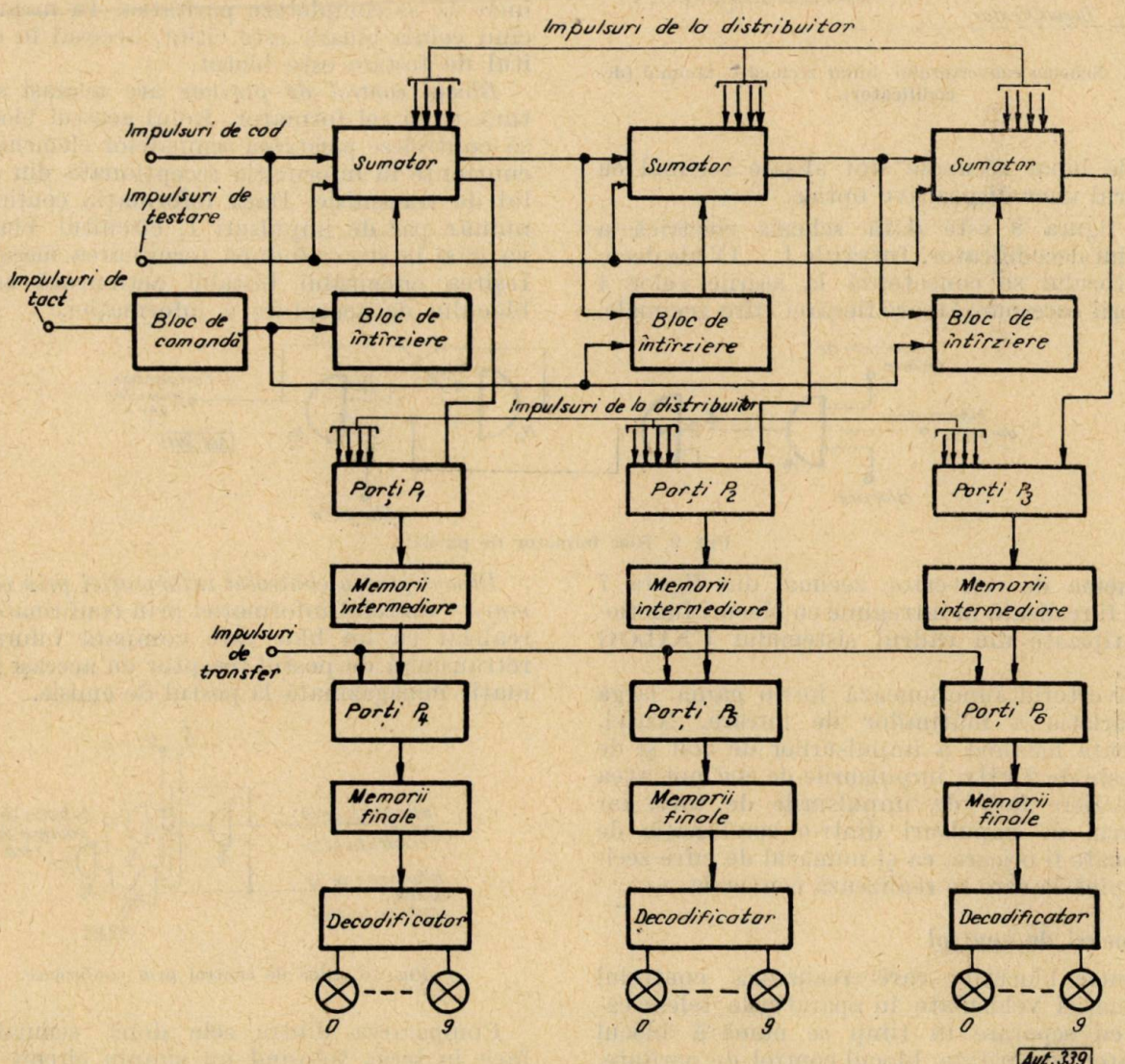


Fig. 7. Schema-bloc a convertorului binar-zecimal.

Blocurile P_1, P_2, P_3 sînt porţi de extragere a codului binar zecimal, iar porţile P_4, P_5, P_6 transferă codul binar zecimal din memoriile intermediare în memoriile finale, după efectuarea controlului. De aici, după decodificare, infor-

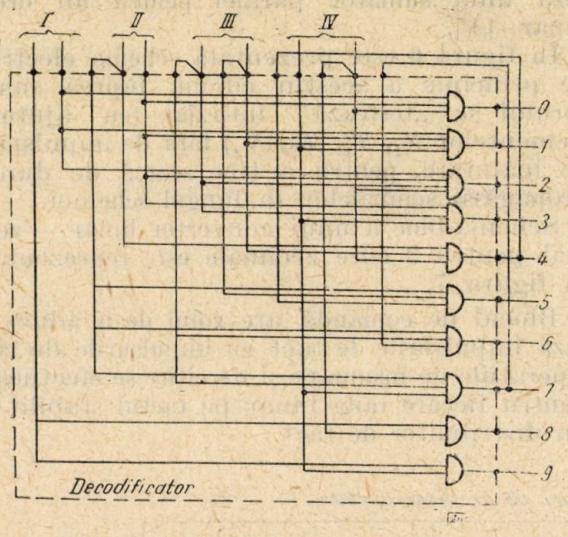


Fig. 8. Schema convertorului binar zecimal — zecimal (decodificator).

maţiile binar zecimale sînt afişate zecimal cu ajutorul unor dispozitive optice.

În figura 8 este dată schema electrică a blocului decodificator. Intrările I...IV ale decodificatorului se conectează la ieşirile celor 4 memorii corespunzătoare fiecărei cifre zecimale.

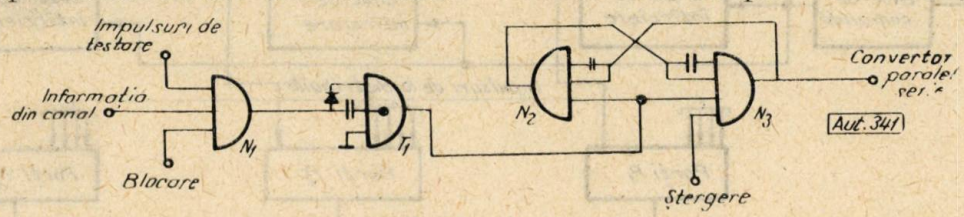


Fig. 9. Bloc formator de paritate.

Schema de convertor zecimal din figura 7 poate fi realizată în întregime cu blocuri funcţionale tipizate din cadrul sistemului UNILOG tip A.

Convertorul funcţionează într-o gamă largă de variaţie a mărimilor de intrare. Astfel, frecvenţa maximă a impulsurilor de cod şi de tact este de 2 kHz, impulsurile de cod pot avea o întîrziere faţă de impulsurile de tact, iar numărul de impulsuri dintr-o combinaţie de cod poate fi oricare, ca şi numărul de cifre zecimale pînă la care se realizează conversia.

3. Blocuri de control

Printre blocurile care realizează controlul informaţiei vehiculate în aparaturile telemecanice cu separare în timp se numără blocul formator de paritate, blocul control de paritate, blocul de control al sincronizării, blocul de control al convertorului analog-numeric şi altele.

Blocurile formator de paritate şi control de paritate sînt utilizate atunci cînd informaţia se transmite în cod binar.

Blocul formator de paritate. Acest bloc are rolul de a completa semnalele elementare 1 transmise în linie spre postul receptor, astfel ca numărul acestora să fie întotdeauna, de exemplu, par.

Este alcătuit (fig. 9) dintr-un circuit de testare (N_1) şi un circuit binar (T_1, N_2 N_3). Circuitul de testare are rolul de a identifica semnalele elementare 1 conţinute în mesaj. Această testare se realizează printr-o coincidenţă între informaţia din canalul de transmisie şi impulsurile generatorului de tact. Semnalele elementare 1 acţionează succesiv celula binară. După terminarea transmisiei mesajului este citită starea memoriei de către convertorul paralel — serie şi, în funcţie de această stare, următorul semnal elementar transmis în linie este 0 sau 1, astfel încît să se completeze paritatea. În momentul cînd celula binară este citită, accesul în circuitul de testare este blocat.

Blocul control de paritate are aceeaşi structură ca şi cel formator. Rolul acestui bloc este să controleze paritatea semnalelor elementare 1 conţinute în informaţia recepţionată din canalul de transmisie. Dacă informaţia conţine un număr par de impulsuri 1, circuitul binar se va găsi în starea 0 după terminarea mesajului. Ieşirea circuitului bistabil acţionează asupra blocului de acceptare a informaţiei.

Blocul pentru controlul informaţiei prin confirmare. Controlul informaţiei prin confirmare este realizat cu un bloc care compară informaţia retransmisă de postul receptor cu aceeaşi informaţie înmagazinată la postul de emisie.

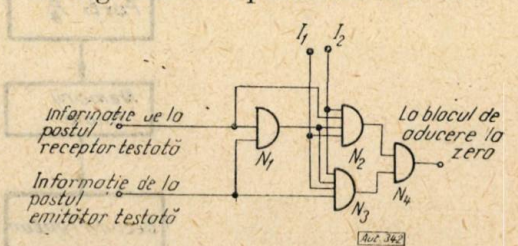


Fig. 10. Bloc de control prin confirmare.

Compararea dintre cele două semnale se face în serie, folosind un simplu circuit SAU exclusiv (fig. 10). Acesta primeşte la intrări

informaţia sosită din linie şi informaţia serie înmagazinată la postul de emisie, ambele testate. Impulsurile de la intrările I_1 şi I_2 determină momentele de efectuare a comparaţiei celor două semnale.

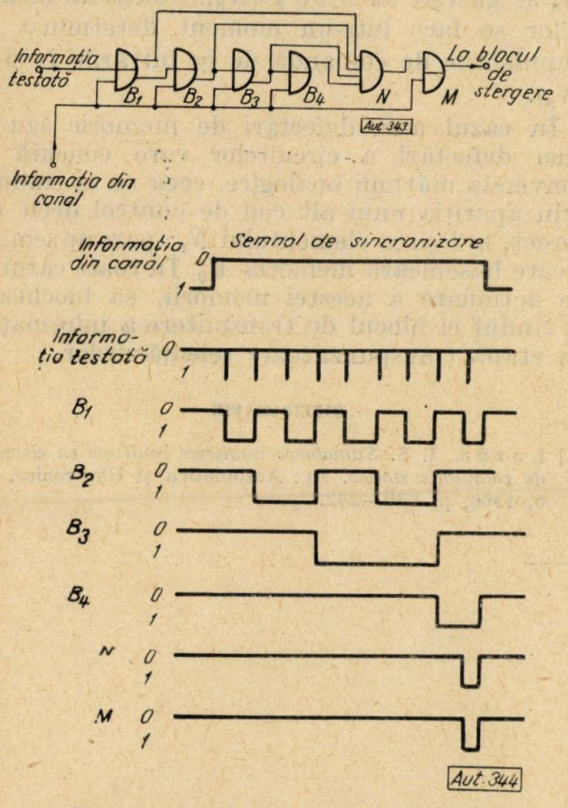


Fig. 11. Bloc de control al sincronizării :
a — schema electrică ;
b — diagrama de impulsuri.

canal. Este realizat dintr-un numărător şi o memorie (fig. 11). La intrarea numărătorului se aplică impulsurile rezultate prin testarea semnalului.

În momentul detectării impulsului de sincronizare (de 9 intervale elementare pentru schema din figura 11 *a*), memoria M este basculată în starea 1 şi blochează generatorul de tact. Primul front negativ care apare în informaţia primită din linie, corespunzător sfîrşitului impulsului, deci momentului de sincronizare, şterge numărătorul, aduce memoria în starea 0 şi deblochează generatorul de tact, realizînd astfel pornirea acestui generator în fază cu cel de la postul emiţător. În figura 11 *b* s-a desenat diagrama de impulsuri a blocului de control al sincronizării.

Blocul de control şi blocare a convertorului analog-numeric. Acest bloc controlează precizia conversiei realizate de un convertor analog-numeric dintr-o aparatură de telemecanică. Metoda de control constă în verificarea mobilităţii memoriilor convertorului şi a circuitelor care concură la conversia unei mărimi analogice.

În figura 12 se prezintă schema-bloc a convertorului analog-numeric şi circuitele de control.

În momentul ales pentru începerea controlului se trimite pe intrarea I_1 un impuls 1 care basculează memoriile de ieşire ale convertorului $M_1 \ldots M_8$ în starea 1, astfel încît toate intrările elementelor NICI, $N_1 - N_2$, devin 0. Ieşirea elementelor $N_1 - N_2$ se aplică elementului N_3 împreună cu impulsurile de la intrările I_4 şi I_7, care determină momentul de citire a

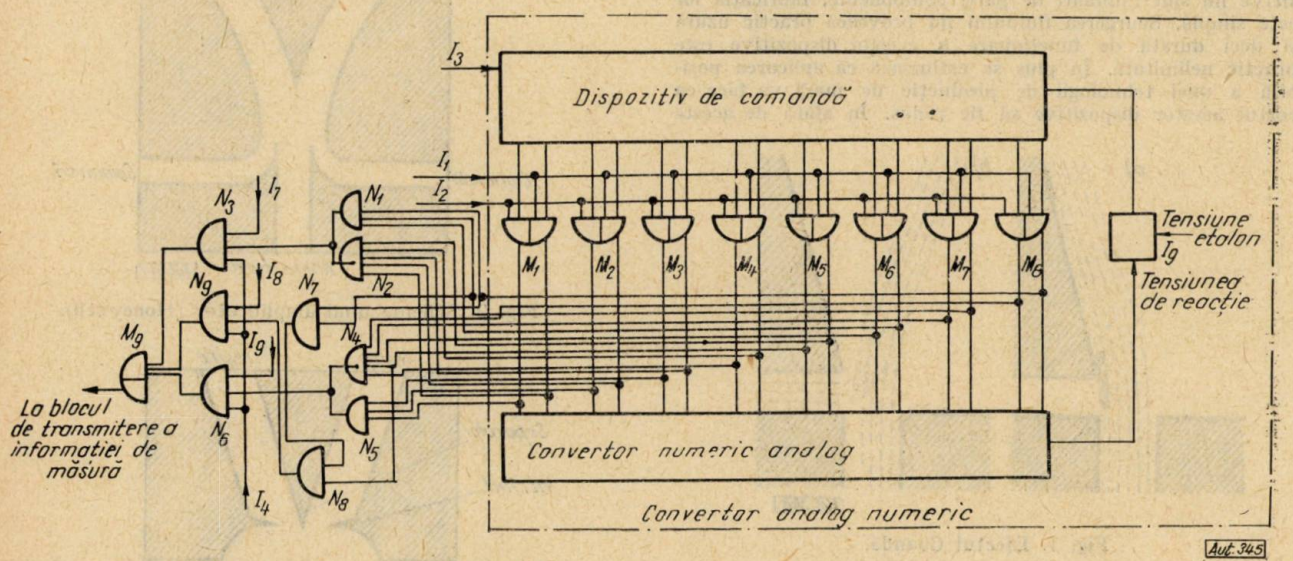


Fig. 12. Bloc de control şi blocare a convertorului analog-numeric.

Blocul de control al sincronizării. Blocul de detecţie a semnalului de sincronizare este blocul care sesizează existenţa semnalului de sincronizare din trenul de impulsuri care vin din memoriilor $M_1 \ldots M_8$. În cazul cînd una dintre memorii este defectată, la ieşirea elementului N_3 apare un impuls care basculează memoria M_9.

Pe intrarea I_2 se aplică apoi un impuls 1 care basculează memoriile $M_1 \ldots M_8$ în starea 0. Elementele N_4, N_5, N_6 controlează starea memoriilor $M_1 \ldots M_8$ într-un moment determinat de modul de funcţionare a schemei, o defectare ducînd şi în acest caz la acţionarea memoriei M_9.

Pe intrarea I_3 se aplică în continuare un impuls de tensiune care declanşează conversia, iar simultan cu aceasta se aplică la intrarea I_9 tensiunea etalon pentru control. De exemplu, pentru un convertor analog-numeric cu gama de conversie 0 — 10 V, 8 ordine binare, cu eroare maximă 1,5 biţi (0,58%), se va aplica o tensiune foarte bine stabilizată, al cărei cod pentru cele două ordine cele mai mici să fie 1 (ordinul 7) şi 0 (ordinul 8). Dacă se ia tensiunea de 7,734 V, codul este 111000110, dar în limitele erorii maxime admisibile de 58 mV în afara acestui cod pot apărea şi codurile învecinate 11000101 şi 11000111. Depăşirea erorii maxime admisibile cu încă pînă la 0,4% face să apară semnal 0 pe ultimele două memorii.

Aceste observaţii au determinat alegerea memoriilor care trebuie controlate, şi anume se controlează faptul că memoriile M_7 şi M_8 nu se găsesc ambele în starea 0 (N_7) şi că memoria M_6 se găseşte în stare 1 (N_8). Controlul memoriilor se face într-un moment determinat de impulsurile de comandă de pe intrările I_8 şi I_4 (N_9).

În cazul unei defectări de memorie sau al unei defectări a circuitelor care concură la conversia mărimii analogice, ceea ce se traduce prin apariţia unui alt cod de control decît cel corect, la ieşirea elementului N_9 apare un semnal 1 care basculează memoria M_9. În toate cazurile de acţionare a acestei memorii, ea blochează la rîndul ei blocul de transmitere a informaţiei pe etapa corespunzătoare telemăsurilor.

BIBLIOGRAFIE

[1] L a z ă r, I. S. *Sumatoare numerice realizate cu elemente de comutaţie statică.* In : Automatica şi Electronica, nr. 5, 1966, p. 236—242.

ACTUALITĂŢI

Comutaţie statică întrebuinţînd dispozitive pneumatice. O nouă tendinţă în acest domeniu [1]

Avantajele tehnice şi economice ale dispozitivelor bazate pe scurgerea fluidelor îndreptăţesc speranţele unor aplicaţii numeroase în viitorul apropiat. Pentru că în aceste dispozitive nu sînt îmbinări de părţi componente, fabricaţia lor este simplă. Scurgerea fluidului nu provoacă practic uzură şi deci durata de funcţionare a acestor dispozitive este practic nelimitată. În plus se estimează că aplicarea posibilă a unei tehnologii de producţie de masă va face ca costul acestor dispozitive să fie redus. În afară de aceste

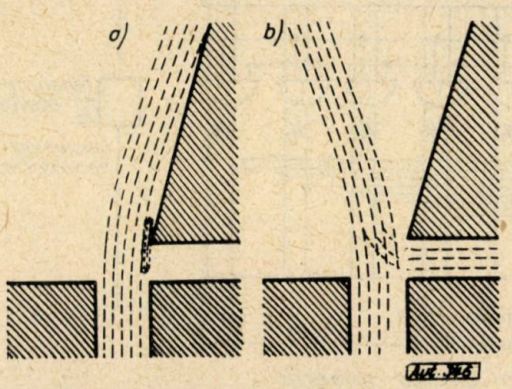


Fig. 1. Efectul Coandă.

avantaje economice trebuie menţionată şi posibilitatea funcţionării dispozitivelor bazate pe proprietăţile fluidelor în condiţii de mediu dificile, şi anume temperaturi ridicate, radiaţii, vibraţii, care fac uneori imposibilă funcţionarea elementelor de comutaţie statică bazate pe principii electrice.

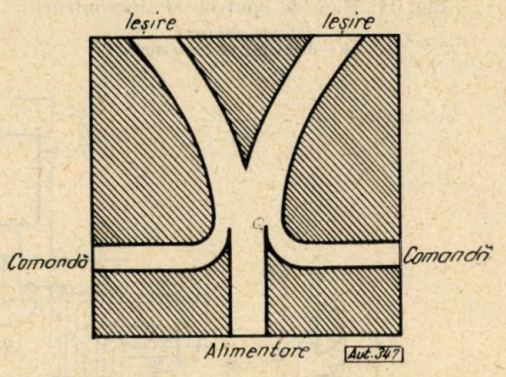


Fig. 2. Schema unui amplificator (Honeywell).

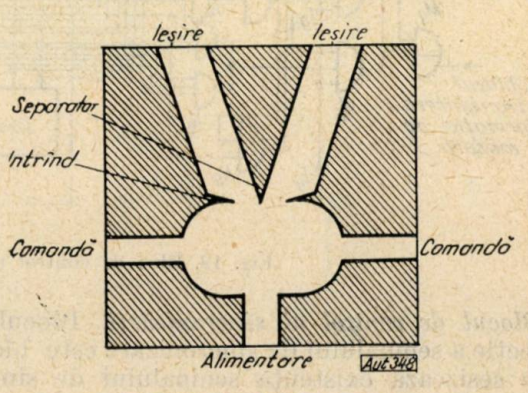


Fig. 3. Amplificator rapid.

Este interesant de notat că unele dintre aceste elemente pneumatice se realizează prin întrebuinţarea unui fenomen descoperit de inginerul român Coandă şi denumit de altfel

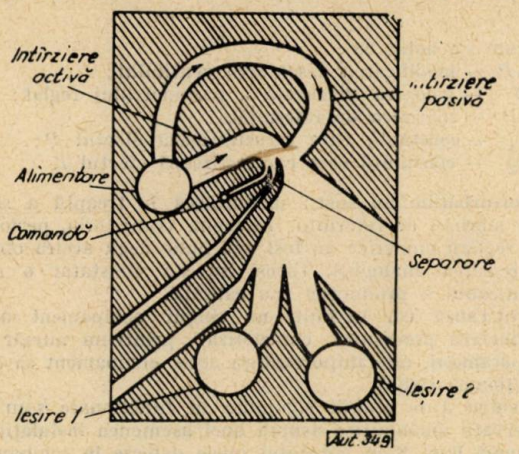


Fig. 4. Amplificator cu întîrzieri.

„efect Coandă". Dacă un jet de fluid trece pe lîngă un perete avînd o curbură corespunzătoare (fig. 1, *a*) se produce un vîrtej care păstrează jetul de-a lungul peretului. Prin introducerea pe un canal lateral a unei cantităţi suficiente de fluid în vîrtej se poate anihila presiunea lui joasă, ceea ce are ca efect desprinderea jetului de fluid de perete (fig. 1, *b*). În felul acesta se poate obţine un element bistabil.

În figurile care urmează (fig. 2, 3, 4) se arată diferite elemente construite întrebuinţînd caracteristicile scurgerii fluidelor, şi cu ajutorul cărora se realizează funcţiile de bază din tabela 1 [2].

Tabela 1

Funcţia logică	Viteza, ms		Condiţii de sarcină
	stabilire	întrerupere	
OR—NOR	1	1	nici una
Bistabil	<1	<1	nici una
NOR	2—6	<1	nici una
Amplificator	<1	<1	nici una
Amplificator rapid	<0,1	<0,1	nici una

Aceste componente se pot fabrica sau presa din metal, material plastic, sticlă etc. Fabricarea lor a căpătat în ultimii ani o mare extindere, în special în S.U.A.

BIBLIOGRAFIE

[1] Wendt, R. E. *Fluidics, a new current in control.* In: ISA journal, april 1966.

[2] Humphrey, E. F., Tarumoto, D. H. *Fluidics.* Boston, Fluid Amplifier Associates Inc.

Sugestii pentru a îmbunătăţi introducerea teoriilor moderne de automatică în practică [1]

În ultimul timp s-au realizat progrese importante în stabilirea unei teorii generale a sistemelor automate, bazată pe calculul variaţiilor, procese aleatorii, spaţii vectoriale, şi pe atribuirea unei importanţe deosebite automatizării optimale. Aplicaţiile acestei teorii se fac în etapele următoare:

— formularea unui model matematic al procesului în regim dinamic, care include constrîngerile şi costul sistemului automat;

— se aplică metodele teoriei optimale pentru a se determina strategia optimă şi limitările performanţelor procesului, ţinînd seamă de constrîngeri şi cost;

— sinteza sistemului automat optimal.

Deşi posibilităţile acestei metode moderne sînt potenţial mult mai mari decît ale metodelor aplicate în trecut, totuşi aplicaţiile în practică au fost foarte puţin numeroase. Această discrepanţă între teorie şi aplicaţii pare a se datori, pe de o parte, faptului că inginerii din industrie, într-o mare proporţie, nu cunosc aceste teorii moderne şi avantajele aplicării lor în numeroase cazuri practice şi, pe de alta, numeroaselor consideraţii sterile din revistele de specialitate făcute de cercetători care ignorează limitările impuse de aspectele fizice şi economice ale proceselor industriale [2].

Introducerea teoriilor moderne în practică necesită următoarele:

— inginerii automatişti trebuie să cunoască aceste teorii moderne şi astfel să fie în cunoştinţă de cauză cu posibilitatea aplicării lor în practică;

— conducerea tehnică a întreprinderilor să cunoască aceste progrese în domeniul automaticii.

Pentru a se realiza aceste scopuri se aplică deosebite procedee, dintre care menţionăm pentru inginerii specialişti:

— cursuri universitare pentru a se obţine o calificare superioară; aceste cursuri nu pot fi desigur urmate decît de un număr redus de ingineri automatişti;

— cursuri scurte de 1—2 săptămîni pentru probleme noi sau pentru reamintirea metodelor curente ale automaticii; asemenea cursuri sînt în mare dezvoltare în întreaga lume şi recomandate foarte insistent de către Federaţia internaţională de automatică (IFAC);

— articole în reviste de specialitate consacrate aspectelor generale ale automaticii, articole cu caracter de sinteză;

— organizare de discuţii între specialişti asupra unor subiecte specifice, de exemplu aplicarea regulatoarelor numerice; aceste discuţii să aibă loc sub conducerea unui specialist din învăţămînt sau industrie.

Poate că o importanţă şi mai mare o are instruirea personalului de conducere al întreprinderilor în această ştiinţă nouă a automaticii; pare că este imposibil să se facă progrese în aplicarea modernă a automaticii dacă conducerea nu cunoaşte beneficiile posibile şi dificultăţile întîmpinate în cursul aplicării industriale. Pentru această instruire, metodele cele mai eficiente se consideră următoarele [3]:

— articole în revistele de specialitate care să explice, cu un minim de consideraţii matematice, noile concepţii şi metode ale automaticii; articole de sinteză care să expună cele mai remarcabile aplicaţii ale noilor metode trebuie să apară din cînd în cînd, în care să se expună şi aspectele economice sau de eficienţă economică;

— cursuri speciale pentru conducătorii întreprinderilor; un asemenea curs s-a ţinut cu deosebit succes în unele ţări străine [4]; uneori, organizarea de discuţii cu personalul de conducere al întreprinderilor.

Propunerile de mai sus, care sînt în cea mai mare parte sugerate de Federaţia internaţională de automatică (IFAC), au de scop să contribuie la aplicarea automaticii într-o proporţie şi mai mare în industrie.

BIBLIOGRAFIE

[1] Cuénod, M., Sage, A. P. *Sugestions to improve control systems theory with control systems practice.* In: IFAC information bulletin, nr. 22, 1965.

[2] Zadeh, L. A. *A critical view of our research in automatic control.* Report of workshop on automatic control research N.S.F. Washington, iun 1962.

[3] Gibson, J. E. *From control engineering to control science.* In: IEEE spectrum, mai 1965.

[4] Nelson, W. L. *On the use of optimization theory for practical control system design.* Proceedings of the 1964 joint automatic control conference, iun 1964.

Comparaţie între conducerea unui proces prin regulatoare analogice şi regulatoare numerice

Interesul pentru introducerea metodelor de reglare numerică este în continuă creştere. Din această cauză se urmăresc cu multă atenţie rezultatele publicate în revistele de specialitate asupra experienţelor care au de scop să stabilească avantajele şi inconvenientele acestor două metode de reglare.

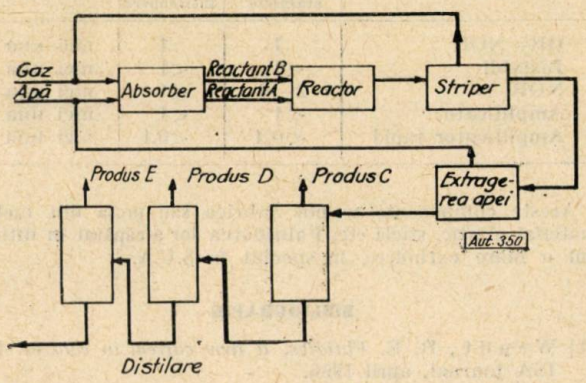


Fig. 1. Proces chimic la care s-a experimentat reglarea numerică.

O asemenea experimentare s-a făcut cu procesul chimic din figura 1 [1], în care se modifică des raportul A/B şi a avut ca scop să stabilească :

— performanţele reglării numerice ;
— siguranţa în funcţionare ;
— părerea personalului de exploatare şi întreţinere.

Parametrii realizaţi şi măsuraţi au fost următorii :

Parametrul	*Măsurat*	*Reglat*
Temperaturi	45	11
Presiuni	17	8
Debite	20	16
Nivele	13	local
Densităţi	1	—
Analize	1	—
Total	97	35

Pentru verificarea performanţelor s-au utilizat în ambele metode — analogică şi numerică — regulatoare cu aceleaşi caracteristici, şi anume proporţional — integral (PI).

Echivalentul numeric al regulatorului analogic PI este caracterizat de relaţia [2] :

$$\Delta P_n = K_1 [(M_{n-1} - M_n) + K_2 (SP - M_n)],$$

în care s-a notat cu :

ΔP — modificarea deschiderii ventilului ;
M — valoarea măsurată a parametrului reglat ;
SP — mărimea de referinţă ;
K_1 — constantă care caracterizează efectul P ;
K_2 — constantă care caracterizează efectul I.

Perturbaţiile au fost : modificarea în treaptă a sarcinii şi a mărimii de referinţă. În regim tranzitoriu, performanţele reglării numerice au fost mai bune decît acelea obţinute cu reglarea analogică. Totuşi nu s-a constatat o mărire significantă a producţiei sau calităţii.

Din cauză că, în fapt, un singur echipament asigură conducerea procesului caracterizat printr-un număr mare de parametri, este important ca acest echipament să aibă o funcţionare sigură.

Pentru a se stabili siguranţa în funcţionare s-au făcut observaţii amănunţite asupra unei asemenea instalaţii timp de nouă luni. S-au constatat unele defecte în echipamentul global, adică inclusiv elementele terminale, dar în ansamblu rezultatele au indicat o siguranţă satisfăcătoare în exploatare. În ce priveşte calculatorul propriu-zis, în timp de aproximativ 6 500 de ore a apărut o singură defecţiune, şi anume la o pornire a instalaţiei. Acest defect a scos din funcţionare automată întreaga instalaţie de comandă numerică, conducerea procesului fiind din nou trecută pe vechile regulatoare de tip analogic.

La experimentare au luat parte, în afară de specialiştii din partea fabricii de aparatură numerică, şi o grupă de ingineri şi tehnicieni din exploatare. Sarcina acestora din urmă era să supravegheze conducerea procesului tehnologic, în conformitate cu prescripţiile, şi să aprecieze rezultatele conducerii numerice a procesului.

Transferul de la conducerea cu ajutorul calculatoarelor analogice la aceea prin echipamentul numeric s-a dovedit că necesită un timp mult mai redus decît era estimat, şi anume trei zile în care s-a făcut şi determinarea valorii optime pentru constantele K_1 şi K_2 din formula de mai sus. Instruirea operatorilor a necesitat aproximativ opt ore pentru fiecare din cei patru operatori. Opinia finală a personalului de exploatare şi întreţinere a fost favorabilă echipamentului numeric.

BIBLIOGRAFIE

[1] Bernard, J. W., Wajkowski, J. W. *Direct digital control (DDC). Experiences in a chemical process.* In : I.S.A. journal, dec 1965.

[2] Bernard, J. W., Cashen, J. F. *DDC — questions that must be answered.* In : I.S.A. paper 5.4.—1.64.

Dirijarea circulaţiei urbane cu ajutorul calculatoarelor electronice [1]

Actualmente sînt numeroase oraşe în lume în care dirijarea circulaţiei vehiculelor se face cu ajutorul calculatoarelor. Programul cel mai complet se pare că îl asigură o asemenea instalaţie în curs de execuţie pentru un sector din Londra, cuprinzînd 68 de intersecţii (fig. 1). Detectoarele care semnalează prezenţa vehiculelor transmit aceste informaţii la un sediu central dotat cu un calculator electronic.

Intersecţiile sînt controlate cu ajutorul unor dispozitive de automatică locală şi cu un program local care se declanşează de îndată ce legătura cu calculatorul este întreruptă sau dacă apare o altă avarie în ce priveşte programarea prin calculator.

Echipamentul necesar pentru realizarea acestei instalaţii cuprinde :

a) un calculator electronic ;
b) instalaţia de telemecanică pentru transmiterea informaţiilor ;
c) instalaţia de comandă a schemei cu semnalizări ;
d) instalaţiile de comandă a semnalelor de circulaţie şi de detectare a prezenţei vehiculelor.

Echipamentul de la punctele a şi b se găseşte la punctul central de comandă, împreună cu terminalele respective ale instalaţiei de telemecanică de la punctul c. Acest punct central este legat cu cele 68 de instalaţii locale prin circuite din cablurile reţelei telefonice, la aceste instalaţii de comandă locală fiind un cofret terminal. Echipamentul din intersecţii realizează o automatizare a dirijării circulaţiei, pe baza informaţiilor obţinute de la detectoarele de vehicule ; el stabileşte durata semnalului verde, ţinînd seamă de numărul

de vehicule care staţionează în aşteptarea trecerii intersecţiei. Acest echipament poate prelungi durata semnalului în funcţie de viteza fiecărui vehicul sau de densitatea traficului.

Sarcina calculatorului constă în stabilirea programelor principale pentru dirijarea traficului pe baza informaţiilor primite de la instalaţiile din intersecţii şi să înregistreze acest trafic pentru a putea face analiza lui în vederea deciziilor care trebuie luate. Calculatorul lucrează în timpul real. În instalaţia la care ne referim, calculatorul este de tipul XL Plessey Automation Group.

Pe panoul sinoptic de la postul central sînt indicate intersecţiile conform schemei din figura 2, punîndu-se în evidenţă lungimea şirului de vehicule, situaţia semnalelor de trafic şi, eventual, defectările. Indicatoarele de şir, care sînt reprezentate pe schemă cu cercuri albe sau negre, apar pe hartă cu o culoare galbenă sau albă. Prima culoare indică formarea unei cozi, în timp ce culoarea albă indică un trafic liber. Săgeţile din centru sînt luminate cu verde pentru a arăta direcţia de trafic, iar lampa, cu semnal roşu, semnalizează o avarie.

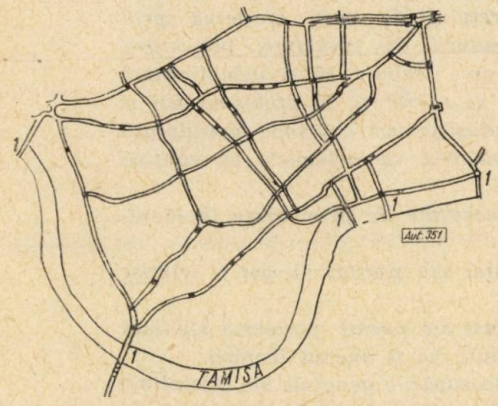


Fig. 1. Străzile principale pe care se va dirija traficul în prima etapă.

Semnalele de trafic indicate prin cercuri negre sînt comandate de dispozitive automate conform cu normele generale de trafic. Prin adăugarea unui echipament de legătură cu postul central, aceste dispozitive pot funcţiona în diferite feluri, corelate de calculatorul central cu situaţia din mai multe porţiuni de străzi. Podurile sînt indicate prin 1.

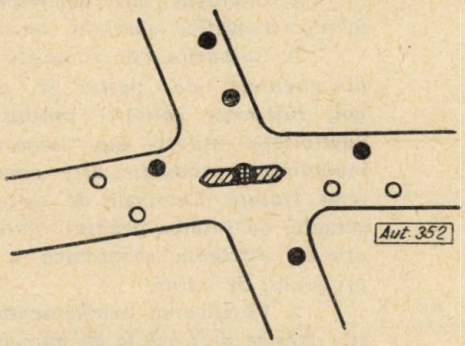


Fig. 2. Schema unei intersecţii tipice.

BIBLIOGRAFIE

[1] *Computer to control West-London traffic.* In : Process control and automation, nr. 1, 1966.

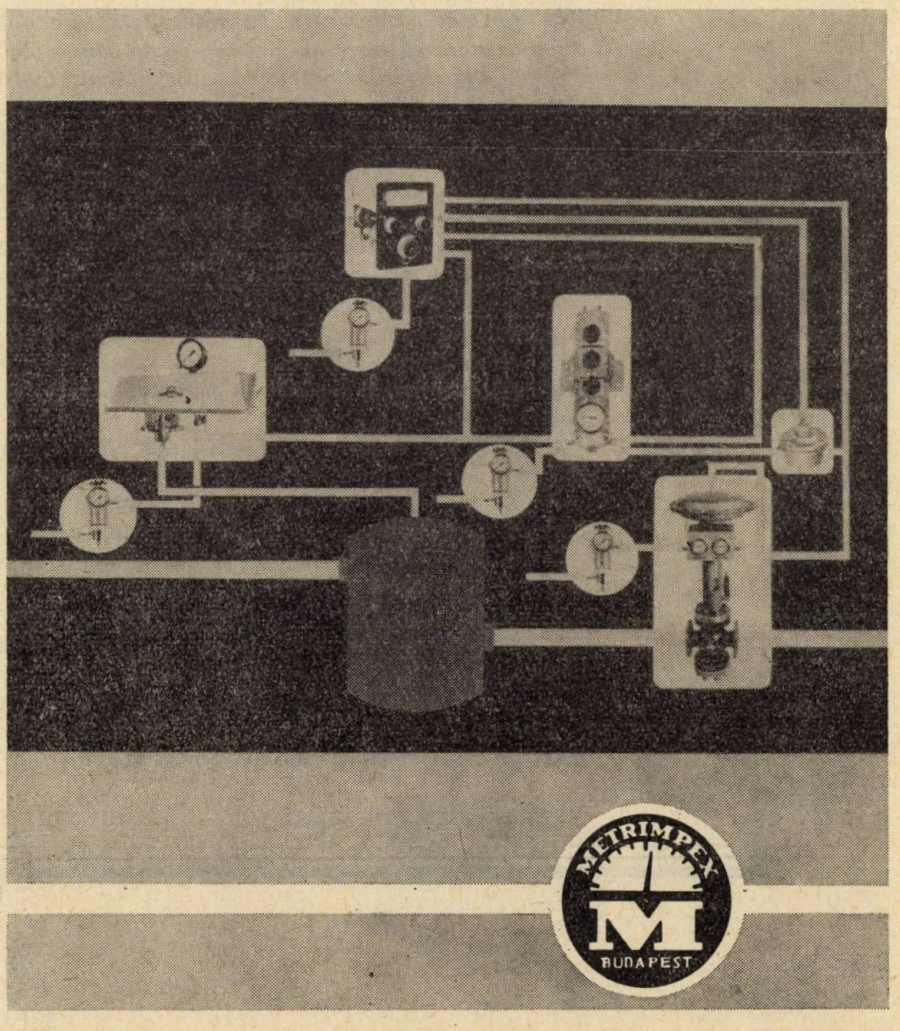
I. Papadache

Măsurare – Reglare

Elemente de reglare pneumatice
Sisteme complete de reglare pneumatică
Aparate complet transistorizate pentru măsurarea cu mare precizie a nivelului fluidelor în rezervoare

EXPORTĂ:
METRIMPEX

Intreprindere ungară pentru exportul produselor industriei producătoare de aparatură



Adresa poştală: Budapesta 62.
Cutia poştală 202. Ungaria
Adresa telegrafică: Instrument Budapest

Recomandări pentru autori

1. Lucrările care pot fi prezentate spre publicare sînt : de importanță generală, tehnico-științifice speciale, teoretice sau experimentale și tehnice obișnuite.

2. Lucrările vor fi axate pe aducerea la îndeplinire a sarcinilor trasate de documentele de partid și de stat **privind îndeosebi introducerea tehnicii noi, ridicarea calității produselor, reducerea prețului de cost,** creșterea productivității muncii etc. Legătura cu practica muncii de cercetare, proiectare, învățămînt, producție este condiția esențială pe care trebuie să o îndeplinească tema tratată. Lucrările de sinteză sau de discuție să se refere la probleme noi și actuale, de interes general. Articolele interesînd industria vor cuprinde considerații privind eficiența economică a soluțiilor. Se recomandă ca articolele să conțină propuneri de viitor.

3. Verificarea experimentală se impune ca necesitate de prim ordin la lucrările care se pretează la asemenea verificări.

4. Lucrările care au mai fost publicate integral sau parțial nu pot fi trimise redacției spre publicare.

5. Un scurt rezumat fixînd premisele de la care s-a pornit problema studiată și cadrul în care este tratată, nedepășind 4—5 rînduri, va fi anexat lucrării.

6. În introducere se încadrează problema în preocupările generale ale disciplinei și în preocupările producției ; de asemenea se arată scopul lucrării, subliniindu-se contribuția autorului. Tratarea va trebui să fie unitară, permițînd înțelegerea fără dificultăți a problemelor. Se vor evita introduceri sau demonstrații voluminoase ; de asemenea se va evita repetarea în text a ceea ce poate fi găsit în literatura publicată sau poate fi redat intuitiv prin materialul grafic — ilustrativ, tabele etc.

7. Concluziile vor concentra rezultatele obținute cu indicarea limitei de valabilitate și aplicațiile posibile.

8. Citarea literaturii de specialitate este obligatorie pentru afirmațiile luate din alte lucrări și care nu sînt în general cunoscute.

9. Dezvoltările matematice vor fi limitate la cele absolut necesare înțelegerii raționamentului.

10. **Se recomandă o atenție deosebită scrierii formulelor conform STAS.** Indicii și exponenții se vor scrie mai mici decît baza și așezați mai jos sau mai sus decît baza. Se vor scrie, de asemenea, cu grijă literele majuscule, minuscule sau cele **rusești, grecești, germane, cifrele romane etc.**

11. Lista bibliografică se va întocmi cuprinzînd lucrările la care se referă textul (cum și figuri sau tabele) atît cele speciale, cît și cele generale. Se vor indica toate datele în transcrieri originale. Pentru cărți : numele complet, prenumele prescurtat, titlul complet (eventual și tradus, în paranteză), ediția, editorul, locul editurii, anul. Pentru articole : numele complet, prenumele prescurtat, titlul complet **original (eventual și tradus, în paranteză), revista, volumul, numărul, luna și anul,** paginile.

12. Scrisul la mașină al articolelor este recomandat cu insistență, exceptîndu-se lucrările scrise caligrafic.

Se scrie pe o singură pagină (față), la două rînduri (2 000 semne de pagină). Se recomandă 10—12 pagini dactilografiate.

13. Nu se admite trimiterea concomitentă a textului la alte publicații.

14. Articolele se trimit cu o notă însoțitoare pe adresa redacției. În notă se vor indica : titluri, funcții, localitatea și adresa domiciliului, număr de telefon.

15. Lucrările executate în cadrul diverselor instituții sau organizații vor purta aprobarea acestora pentru publicare.

16. Corecturile se vor face după normele tipografice în vigoare. Corecturile trimise autorilor vor fi înapoiate în maximum 48 ore de la primire. Nu se admit modificări în corectură față de manuscris.

MAGYAR TUDOMÁNYOS AKADÉMIA KÖNYVTÁRA 1883

V/K „TECHSNABEXPORT"

propune

Analizoare transistorizate de amplitudine a impulsurilor cu 128 canale tip АИ—128—I

Analizoare transistorizate de amplitudine-timp a impulsurilor cu 256 canale tip АИ—256—I.

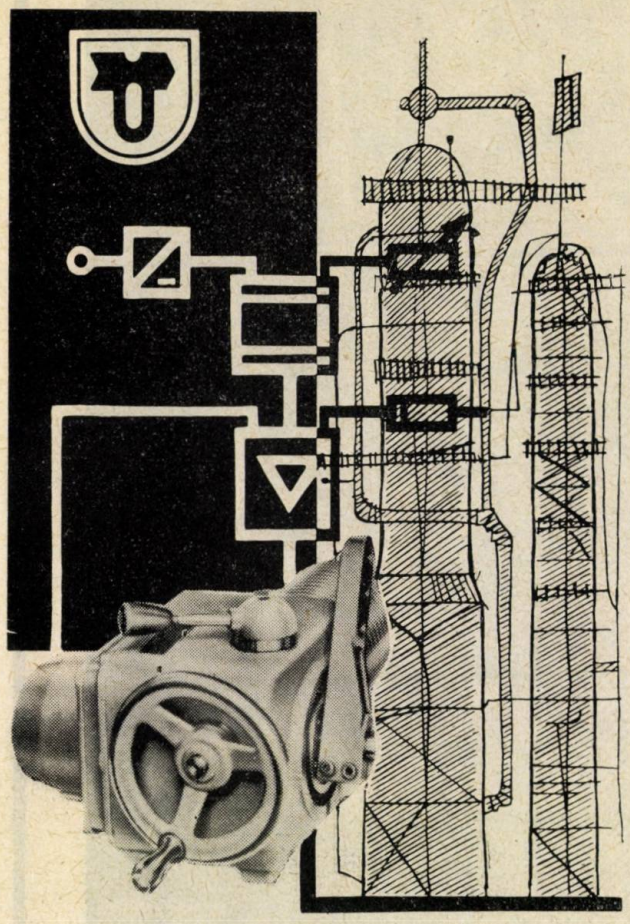
La cerere se trimit cataloage.

VSESOJUZNAJA EXPORTNO-IMPORTNAJA KONTORA
Techsnabexport
USSR · MOSCOW

Adresa noastră:

MOSCOVA, G—200
SMOLENSKAIA — SENNAIA, 32/34
TELEX: 974.

Servomotoare electrice din seria MPR cu viteză de rotație reglabilă



Caracteristici principale:

sigure, construcție corespunzătoare pentru orice întrebuințare industrială, cu posibilitate de reglare, mărimea abaterii corespunzătoare cu valoarea vitezei de rotație la sarcină constantă, execuție specială a motorului pentru comandă manuală și cu frînă electromagnetică

Servomotoarele din seria MPR realizează o reglare rapidă, sigură și precisă

Export prin

EXPORT IMPORT **KOVO** PRAHA CZECHOSLOVAKIA

RFT electronic

Un nou tonomat

Polyhymat **tip 80 D**

Centru de atracție în toate locurile unde tineretul, vesel și fericit, își petrece timpul liber.

Și în case de cultură, cămine pentru tineret și case de odihnă, precum și în școli de gimnastică, el va aduce voie bună.

Tonomatul se evidențiază

prin sunet excelent
prin utilizare și întreținere simple
prin construcție stabilă, care poate fi cuprinsă dintr-o privire.

Se pot alege pînă la 21 de titluri de discuri; are o garnitură de ton înalt și este adaptabil în ceea ce privește culoarea sa la orice încăpere.

La cerere se dau informații detaliate; de asemenea, informații asupra tuburilor pentru receptoare și pentru osilografe, cum și asupra aparatelor electronice de măsură. Comunicați-ne dorințele dumneavoastră.

VEB FUNKWERK ERFURT

501 Erfurt, Rudolfstrasse 47
Telefon 58 281
Telegrame Funkwerk Erfurt

Exportator:

HEIM ELECTRIC **GmbH**

102 Berlin, Liebknechtstrasse 14
Republica Democrată Germană

ELECTRONICĂ INDUSTRIALĂ

Fabricăm printre altele:

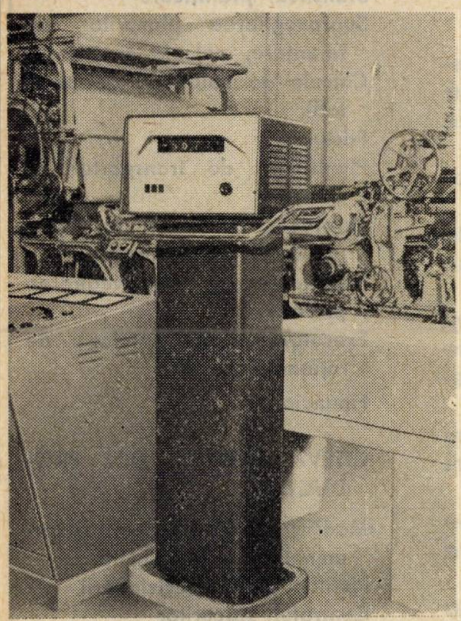
- Vitezometru diferențial numeric
- Aparate înregistratoare pentru fabrici de cherestea
- Instalații pentru determinarea defectelor cu înregistrarea bazei de timp
- Instalații pentru încadrarea în caracteristici.

FINNELO

SUOMEN
KAAPELITEHDAS
OSAKEYHTIÖ

SECȚIA ELECTRONICĂ

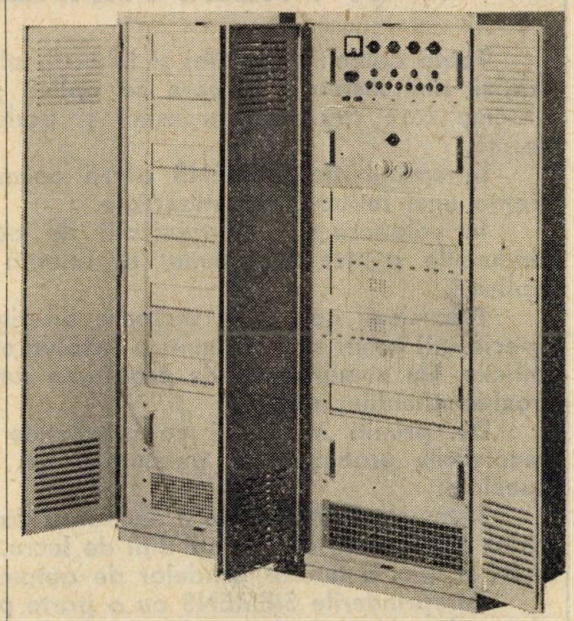
Căsuța poștală 10419 Helsinki
FINLANDA

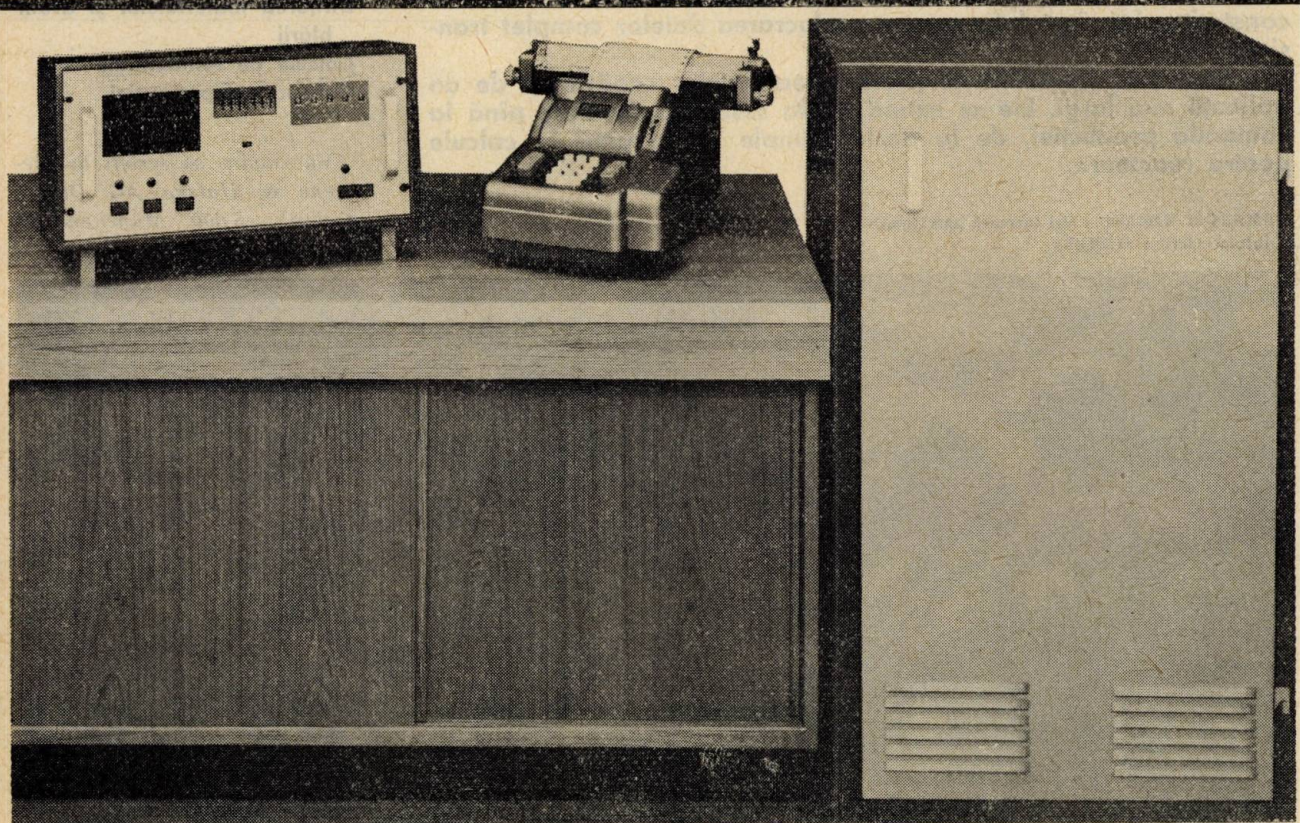


Vitezometru diferențial pentru mașini de fabricat hîrtie ←

Instalații pentru depistarea defectelor pentru centrale hidraulice →

Instalații de înregistrare pentru fabrici de cherestea ↓





LUĂM PARTE LA EXPOZIȚIA INDUSTRIALĂ FINLANDEZĂ DE LA BUCUREȘTI 9–16 NOIEMBRIE 1966

SIEMENS

DATE – SESIZAREA, TRANSMITEREA ŞI PRELUCRAREA LOR

Toate domeniile ştiinţei şi tehnicii, ale economiei şi administraţiei sînt sectoare în care se aplică sisteme de date, adică sisteme care sesizează, transmit şi prelucrează date sub orice formă.

Întreprinderile SIEMENS oferă asemenea sisteme cu experienţa unei întreprinderi mondiale.

În colaborare cu organizaţii de administraţie şi cu toate domeniile ştiinţei am adunat experienţă practică în numeroase aplicări.

Tehnicienii noştri din sectoare diferite, cum şi economiştii şi specialiştii noştri sînt obişnuiţi a rezolva eficace chiar şi probleme dificile. Un număr mare de programe raţionale stau deja la dispoziţia clienţilor noştri.

Dv. primiţi împreună cu instalaţiile tehnice şi analizele şi rezolvările problemelor ; personalul dv. va fi instruit la cursuri speciale.

Sistemele SIEMENS de prelucrarea datelor dau rezultate bune chiar în cele mai dificile condiţii de lucru, în forme de organizare mari şi mici a tuturor gradelor de automatizare.

Întreprinderile SIEMENS au o parte principală în dezvoltarea sistemelor de prelucrarea datelor în Europa ; cercetătorii lor au construit prima instalaţie pentru prelucrarea datelor complet transistorizată.

Sistemele SIEMENS de prelucrarea datelor capătă an de an aplicaţii mai largi. Ele se extind de la sesizarea de date pînă la comanda producţiei, de la decizii simple logice pînă la calcule pentru reactoare.

CÎTEVA EXEMPLE DIN ADMINISTRAŢIE

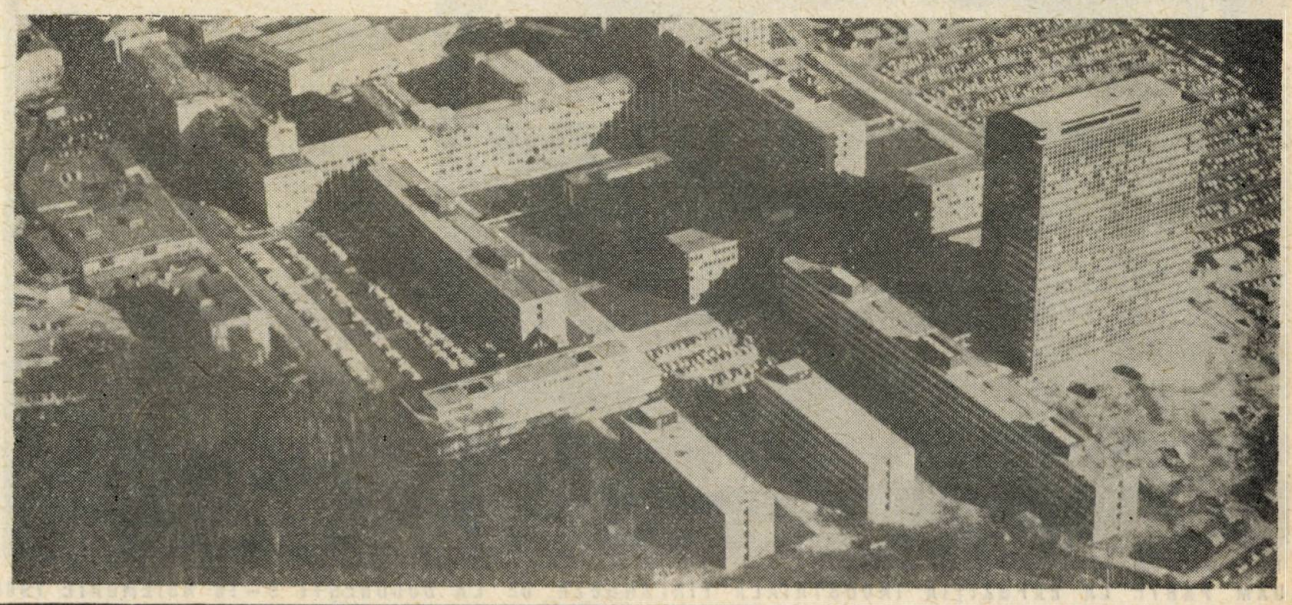
Statistică, planificare
Supravegherea planurilor de finanţare, calcule economice
Calcule de salarii şi de prestaţii
Facturări
Planificare de transporturi şi comenzi
Rezervare de locuri la întreprinderile de transport
Planificarea şi supravegherea proiectării
Executarea problemelor de raţionalizare şi
Financiare

CÎTEVA EXEMPLE DIN PRODUCŢIE

Modificarea contractelor şi termenelor de îndeplinire
Planificarea aprovizionării
Controlul stocurilor
Dirijarea materialelor şi asamblării
Calcule de rentabilitate
Conducerea producţiei

Vă rugăm să scrieţi la Siemens & Halske AG Datentechnik, 8 000 München 47, Postfach 31.

SIEMENS în München – aici lucrează aproximativ 20 000 din cei 260 000 de colaboratori ai întreprinderilor SIEMENS



ORSZÁGOS MŰSZAKI KÖNYVTÁR ÉS DOKUMENTÁCIÓS KÖZPONT 1868

For advertisments in rumanian periodicals apply to

PUBLICOM

Modern, efficient advertising on the Rumanian market in full progress of economic development

RUMANIAN PUBLICITY AGENCY
BUCHAREST, RUMANIA — B-DUL N. BĂLCESCU No. 22
TEL. 14.75.35

PUBLICOM

PUBLICOM

Faites votre publicité dans la presse roumaine de spécialité en vous adressant à

PUBLICOM

Réclame moderne, frappante, efficace, s'adressant au marché roumain en pleine évolution économique

AGENCE ROUMAINE DE PUBLICITÉ
BUCAREST, ROUMANIE — B-DUL N. BĂLCESCU No. 22
TEL. 14.75.35

Werben Sie in der rumänischen Fachpresse durch

PUBLICOM

Moderne und wirksame Reklame auf dem aufstrebenden rumänischen Markt

RUMÄNISCHE WERBEAGENTUR
BUKAREST, RUMÄNIEN — B-DUL N. BĂLCESCU No. 22
FERNRUF: 14.75.35

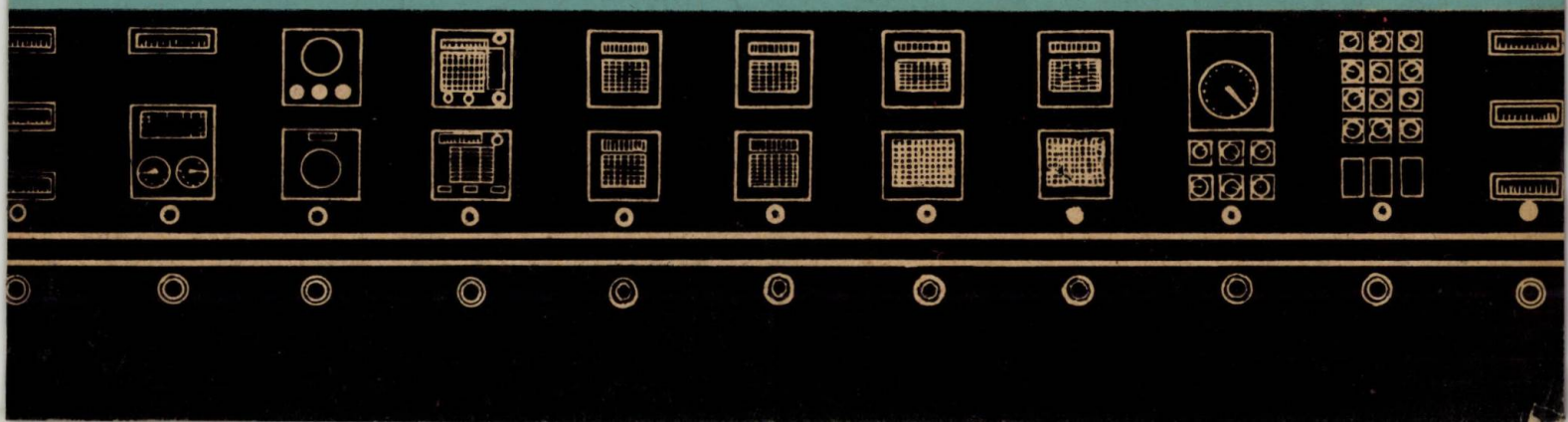
1907 JAN 17

E 2551

AUTOMATICA și ELECTRONICĂ

6

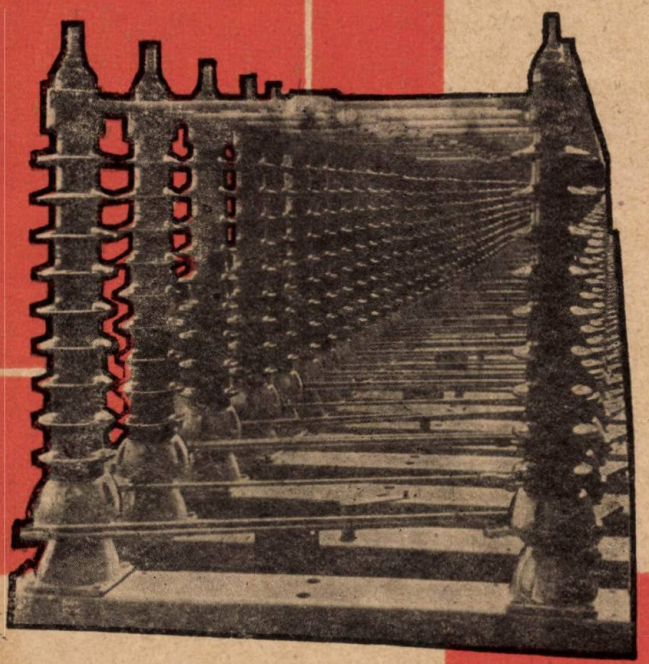
AUTOMATICA ȘI ELECTRONICA • BUCUREȘTI • VOLUMUL 10 • NR. 6 • NOIEMBR. — DEC. • 1966

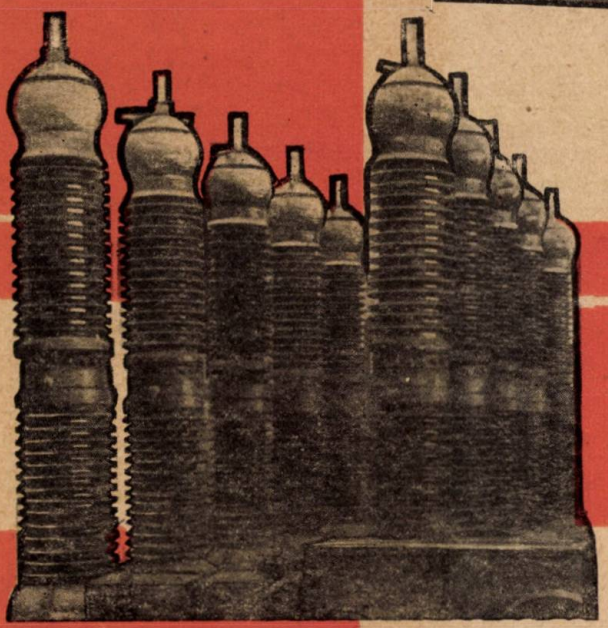


Pentru echiparea
sistemelor energetice

APARATE ELECTRICE DE ÎNALTĂ TENSIUNE 6—220 kV

- separatoare
- întreruptoare
- siguranțe fuzibile
- descărcătoare cu fibră
- transformatoare de măsură
- celule prefabricate complet utilate pentru diferite scopuri





Livrează

UZINELE ELECTROPUTERE CRAIOVA

AUTOMATICA şi ELECTRONICA

REVISTĂ TEHNICO-ŞTIINŢIFICĂ DE AUTOMATICĂ, ELECTRONICĂ INDUSTRIALĂ ŞI TEHNICĂ NUCLEARĂ

ORGAN AL MINISTERULUI INDUSTRIEI CONSTRUCŢIILOR DE MAŞINI ŞI AL CONSILIULUI NAŢIONAL AL INGINERILOR ŞI TEHNICIENILOR DIN REPUBLICA SOCIALISTĂ ROMÂNIA

Vol. X (pag. 261—294) nr. 6, noiembrie—decembrie Bucureşti, 1966

MŰSZAKI KÖNYVTÁR 1883

Dr. ing. M. PETRESCU

Oscilatoare cu stabilitate ridicată a frecvenţei realizate cu transistoare

Este cunoscut faptul că în orice oscilator instabilitatea frecvenţei este determinată de doi factori: schimbarea de fază introdusă de partea amplificatoare a oscilatorului la modificarea temperaturii şi tensiunilor de alimentare şi variaţia fazei în circuitul de reacţie. Faza introdusă de partea amplificatoare a oscilatorului are o influenţă mai pronunţată asupra frecvenţei autooscilaţiilor, deoarece ea este legată de dependenţa parametrilor elementelor amplificatoare (în cazul de faţă ai transistoarelor) de temperatură şi tensiunile de alimentare.

Teoria şi rezultatele experimentale arată că în oscilatoarele cu transistoare frecvenţa autooscilaţiilor scade cu creşterea temperaturii mediului [1—4]. Această scădere este provocată în special de variaţia fazei factorului de amplificare în curent al transistoarelor cu temperatura.

Influenţa variaţiei tensiunii de alimentare a joncţiunilor de colector este determinată (printre altele) de dependenţa capacităţii de barieră corespunzătoare de tensiunea de polarizare. Pentru transistoarele drift, utilizate în lucrarea de faţă:

$$C_c = \frac{A}{\sqrt[3]{U_c + U_o}}, \qquad (1)$$

unde A este o mărime constantă, dependentă de parametrii fizici ai transistorului; U_o — diferenţa de potenţial de contact a joncţiunii colectorului, iar U_c — tensiunea de polarizare a joncţiunii colectorului.

Pentru transistoarele de tipul П-402 şi П-403, C_c este de ordinul a 10 pF, la frecvenţa de 5 MHz şi $U_c = -5$ V. Modificarea tensiunii de colector cu ± 1 V conduce la schimbarea cu $\pm 10\%$ a capacităţii de ieşire a transistorului în conexiunea cu emitorul comun. Aceasta atrage după sine variaţii de frecvenţă de ordinul $1{,}5 \cdot 10^{-3}$, ceea ce se confirmă de datele experimentale.

Stabilitatea frecvenţei oscilatoarelor cu transistoare se poate îmbunătăţi pe calea stabilizării poziţiei punctelor de funcţionare ale acestora (cu ajutorul reacţiei negative în curent continuu şi al elementelor termosensibile) sau prin utilizarea unor elemente reactive suplimentare [2]. Aceste metode permit micşorarea instabilităţii frecvenţei, datorită schimbării temperaturii, pînă la valori comparabile cu coefi-

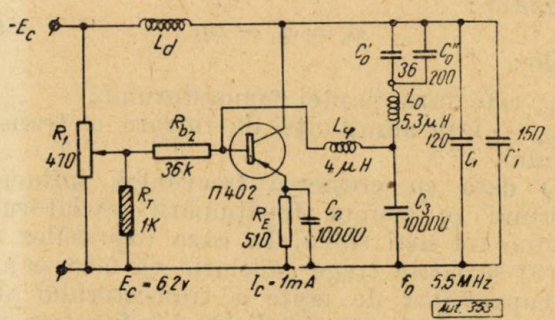


Fig. 1

cientul de temperatură al frecvenţei proprii a circuitului acordat.

În lucrarea de faţă este studiată posibilitatea obţinerii unor oscilaţii de frecvenţă stabilă prin folosirea unor scheme de oscilatoare mai puţin sensibile la modificările regimului de alimentare sau temperaturii. În afară de aceasta, o diminuare suplimentară a instabilităţii frecvenţei la schimbarea temperaturii se realizează cu ajutorul termocompensării variaţiei capacităţilor din circuitul de reacţie, ceea ce — în cazul stabilizării poziţiei punctului de

funcţionare — exclude necesitatea termostatării oscilatorului.

A fost cercetat îndeaproape oscilatorul din figura 1, construit analog schemei Clapp [3]. Această schemă se diferenţiază, faţă de oscilatorul în trei puncte capacitiv obişnuit, prin faptul că inductanţa circuitului acordat este înlocuită cu un circuit rezonant serie, ceea ce permite obţinerea unei stabilităţi mai înalte a frecvenţei la schimbarea regimului de alimentare.

Faza introdusă de secţiunea amplificatoare a oscilatorului este determinată de expresia:

$$\varphi_a = \varphi_\beta - \text{arc tg}\,\frac{r_i b_i + x_i g_e}{r_i g_e - x_i b_e}, \qquad (2)$$

unde:

φ_β este faza factorului de amplificare în curent al transistorului cu emitorul comun;

r_i — rezistenţa de intrare a transistorului;

x_i — reactanţa de intrare a transistorului;

g_e — conductanţa de ieşire a transistorului;

b_e — susceptanţa de ieşire a transistorului.

Expresia (2) a fost dedusă în ipoteza că poate fi neglijată influenţa parametrului h_{12} asupra funcţionării transistorului.

O analiză mai atentă a relaţiei (2) arată că, la schimbarea temperaturii, φ_a se modifică îndeosebi datorită variaţiei mărimii φ_β, pe cînd în cazul modificărilor regimului de alimentare influenţa principală asupra lui φ_a o au φ_β şi g_e.

Faza factorului de amplificare în curent al transistorului poate fi exprimată în modul următor:

$$\varphi_\beta = \varphi_s - \varphi_i, \qquad (3)$$

unde:

φ_s este faza pantei transistorului;

φ_i — faza admitanţei de intrare a transistorului.

O dată cu creşterea frecvenţei, influenţa mărimii φ_i asupra funcţionării oscilatorului devine tot mai slabă. În baza expresiilor (2) şi (3) se poate trage concluzia că faza pantei şi capacitatea de ieşire a transistorului sînt principalii factori destabilizatori în funcţionarea oscilatorului; această concluzie este confirmată de lucrările [1, 4]. Ca urmare, pentru menţinerea acestor mărimi la valori constante — fapt reclamat de obţinerea unor oscilaţii de frecvenţă stabilă — apare necesitatea stabilizării poziţiei punctelor de funcţionare a transistoarelor utilizate.

În studiul experimental al oscilatorului realizat în varianta Clapp au fost utilizate toate mijloacele de îmbunătăţire a stabilităţii frecvenţei, indicate mai sus. Compensarea variaţiilor capacităţilor circuitului oscilant, provocate de modificările de temperatură, a fost asigurată prin introducerea în schemă a unor capacităţi cu coeficienţi de temperatură de semn opus.

Oscilatorul reprezentat în figura 1 a fost realizat şi studiat experimental. Au fost urmărite variaţiile relative ale frecvenţei în funcţie de

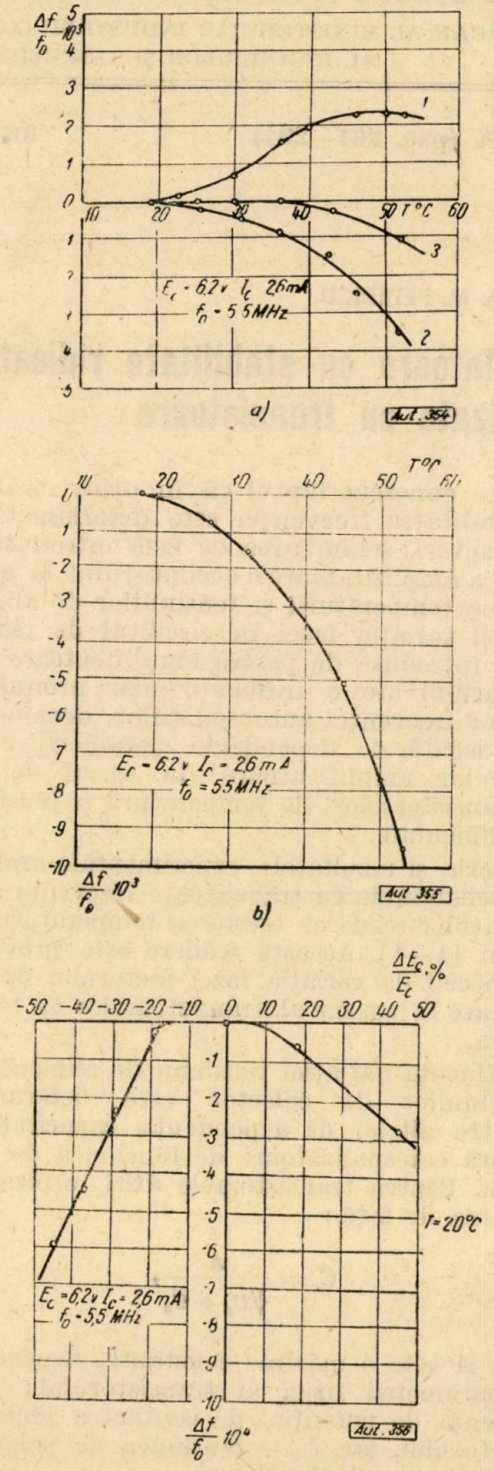


Fig. 2

temperatură atît în prezenţa cît şi în absenţa inductivităţii L_φ (fig. 2a şi fig. 2b), precum şi dependenţa variaţiei relative a frecvenţei de tensiunea de alimentare a joncţiunii colectorului (fig. 2c).

S-a stabilit pe cale experimentală că, în prezenţa în scheme numai a termorezistenţei R_T, variaţia relativă a frecvenţei are o valoare de ordinul $\frac{\Delta f}{f_0} = 10^{-4}/1°C$ în intervalul de temperatură $20°C \div 50°C$ (curba *1* în fig. 2a). În acest caz capacităţile circuitului acordat au avut coeficient de temperatură negativ, ceea ce explică creşterea frecvenţei cu mărirea temperaturii. În cazul absenţei termorezistenţei, însă utilizînd capacităţi cu coeficienţi de temperatură care se compensau reciproc, se constată că variaţia frecvenţei este de acelaşi ordin de mărime ca în situaţia precedentă (curba *2* în fig. 2a). De această dată frecvenţa scade cînd creşte temperatura, deoarece variaţia factorului de amplificare în curent al transistorului (provocată de schimbarea valorii temperaturii) nu este complet compensată de reacţia negativă. Era de aşteptat, în această situaţie, ca folosirea termocompensării atît pentru stabilizarea poziţiei punctului de funcţionare a transistorului, cît şi în circuitul oscilant, să îmbunătăţească în mod substanţial stabilitatea frecvenţei. În adevăr, în acest caz frecvenţa practic nu variază pînă la 40°C, iar cu creşterea temperaturii pînă la 50°C valoarea medie a variaţiei relative de frecvenţă constituie $-2{,}5 \cdot 10^{-5}/1°C$ (curba *3* în fig. 2a). Toate rezultatele descrise mai sus sînt obţinute în prezenţa rezistenţei de reacţie negativă în curent continuu R_E şi a inductanţei L_φ. Dacă inductanţa L_φ lipseşte, stabilitatea frecvenţei se înrăutăţeşte cu un ordin de mărime, chiar dacă se compensează deplasarea punctului de funcţionare şi variaţiile capacităţilor circuitului acordat (fig. 2b).

Aşa cum se vede din figura 2c, tensiunea de polarizare a joncţiunii colectorului influenţează puţin valoarea frecvenţei. Pentru o variaţie relativă $\frac{\Delta E_c}{E_c} = \pm 10°/1$ frecvenţa rămîne practic neschimbată, iar cînd variaţia relativă a tensiunii de polarizare ajunge la $\frac{\Delta E_c}{E_c} = \pm 20\%$, mărimea $\left|\frac{\Delta f}{f_0}\right|$ este mai mică de $6 \cdot 10^{-5}$.

Oscilatoare cu stabilitate ridicată a frecvenţei se pot obţine şi cu ajutorul amplificatoarelor cu reacţie pozitivă selectivă şi factor de amplificare mare [5], partea de amplificare şi circuitul acordat fiind slab cuplate între ele (fig. 3).

Schema propusă se va caracteriza printr-o înaltă stabilitate a frecvenţei, deoarece, datorită cuplajului slab cu circuitul oscilant, variaţiile parametrilor transistoarelor vor influenţa mai puţin asupra frecvenţei autooscilaţiilor.

Expresia fazei părţii amplificatoare a oscilatorului are forma :

$$\varphi_a = 2\varphi_\beta - \operatorname{arc\,tg} m, \qquad (4)$$

unde m este dat de o relaţie care conţine parametrii transistoarelor şi rezistenţa de colector R_c. La deducerea formulei (4) s-a presupus că transistoarele sînt identice, iar inductivitatea L_φ lipseşte.

Analiza expresiei (4) arată că, la fel ca în cazul precedent, faza factorului de amplificare

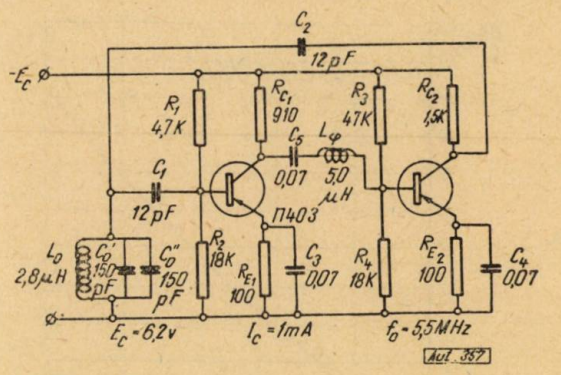


Fig. 3

în curent al transistoarelor şi capacitatea lor de ieşire (în cazul de faţă capacitatea de ieşire a părţii amplificatoare a oscilatorului) sînt principalii factori care provoacă instabilitatea frecvenţei autooscilaţiilor. Prin urmare şi de această dată obţinerea unei stabilităţi ridicate a frecvenţei presupune stabilizarea valorilor parametrilor transistoarelor.

În cadrul studiului experimental al schemei au fost utilizate toate metodele de stabilizare descrise mai sus, afară de termorezistenţe.

S-a stabilit că, în cazul folosirii unor capacităţi cu coeficienţi de temperatură de acelaşi semn ($CTC < 0$), variaţia relativă medie a frecvenţei nu depăşeşte $4 \cdot 10^{-4}/1°C$ în intervalul de temperaturi $20°C \div 50°C$ (fig. 4a, curba *1*). Stabilitatea frecvenţei poate fi îmbunătăţită cu un ordin de mărime sau mai mult, dacă capacităţile în circuitul de reacţie al oscilatorului au coeficienţi de temperatură care se compensează reciproc ; atunci variaţia relativă de frecvenţă va fi mai mică de $1{,}5 \cdot 10^{-5}/1°C$ pentru $T = 20°C \div 50°C$ (curba *2* în fig. 4a). O mărire suplimentară a stabilităţii frecvenţei se realizează prin conectarea unei inductanţe defazoare în circuitul bazei celui de-al doilea transistor al oscilatorului. Ca urmare, valoarea medie a variaţiei normate de frecvenţă va deveni $3{,}3 \cdot 10^{-6}/1°C$ în acelaşi interval de modificare a temperaturii ($20°C \div 50°C$), iar pentru $T = 20°C \div 35°C$ frecvenţa practic nu variază (fig. 4b). Stabilitatea foarte înaltă a frecvenţei la schimbarea temperaturii mediului ambiant constituie avantajul principal al oscilatorului cu reacţie pozitivă selectivă şi cuplaj slab între circuitul oscilant şi partea de amplificare.

În ceea ce priveşte dependenţa frecvenţei de tensiunea de alimentare, proprietăţile schemei examinate sînt inferioare celor ale oscilatorului de tip Clapp (fig. 4c). Pentru o variaţie relativă a tensiunii de alimentare de -20%, variaţia

relativă a frecvenţei este $-6 \cdot 10^{-4}$ (curba *1* în fig. 4c). Introducerea inductanţei defazoare L_φ nu conduce la îmbunătăţirea sensibilă a stabilităţii frecvenţei (curba *2* în fig. 4 c). Ca dezavantaje ale acestei scheme trebuie, de asemenea,

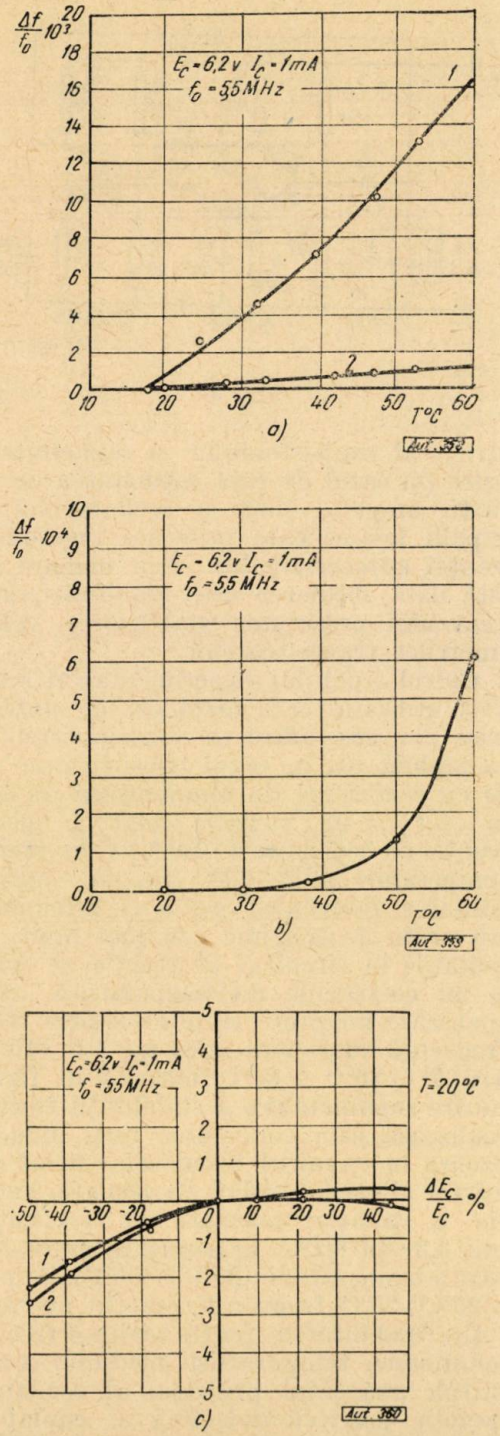


Fig. 4

amintite numărul său mare de elemente şi prezenţa a două transistoare. Aceste fapte nu constituie însă un impediment pentru utilizarea schemei în cazurile în care este necesară o stabilitate ridicată a frecvenţei la variaţiile de temperatură.

Rezultatele obţinute arată că utilizarea schemelor descrise permite generarea unor autooscilaţii cu stabilitate foarte înaltă a frecvenţei într-o gamă largă de variaţie a temperaturii. În afară de aceasta, schimbarea tensiunii de alimentare în intervalul $\pm 20\%$ are o influenţă redusă asupra frecvenţei. Prin urmare, schemele studiate pot fi utilizate cu succes în sistemele de telemăsură şi telecomandă cu precizie ridicată.

În afară de stabilitatea frecvenţei autooscilaţiilor generate, a fost examinată experimental dependenţa de tensiunea de alimentare a amplitudinii acestora (fig. 5a şi fig. 5b). Rezultatele experimentale arată că, în cazul folosirii tran-

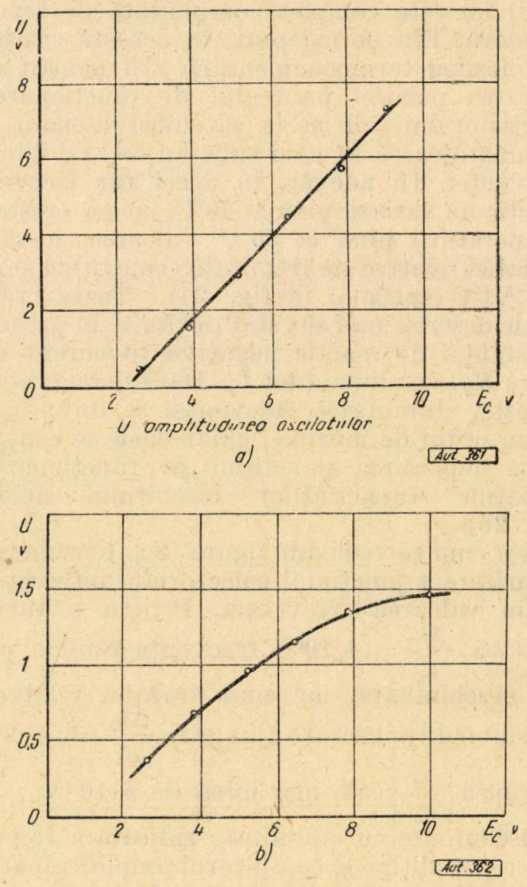


Fig. 5

sistoarelor П- 402 şi П- 403, pentru obţinerea unei amplitudini mai mari a oscilaţiilor de înaltă frecvenţă este recomandabilă folosirea oscilatorului Clapp (fig. 5a). Oscilatorul cu reacţie pozitivă selectivă, care asigură o foarte înaltă stabilitate a frecvenţei la variaţiile temperaturii, generează oscilaţii cu o amplitudine mai redusă.

Autorul exprimă mulţumirile sale inginerului *P. Sablin*, pentru ajutorul acordat în realizarea acestei lucrări.

BIBLIOGRAFIE

[1] Celnokov, O. A. *Stabilnosti ciastoti avtogheneratorov na poluprovodnikovîh triodah.* Poluprovodnikovie pribori ih primenenie (redactor I. A. Feodotova). Moscova, 1960.

[2] Evtianov, S. I., Mişcenko, A. V. *Avtogheneratori s fazirovaniem na poluprovodnikovîh triodah.* In: Radiotehnika i elektronika, nr. 4, 1958.

[3] Clapp, J. K. *An inductance capacity oscillator of unusual frequency stability.* In: Proc. IRE, mart 1948.

[4] Kunina, S. L. *Nestabilnosti ciastoti avtogheneratorov na poluprovodnikovîh triodah tipa* П-*403.* In: Elektrosviazi, nr. 7, 1960.

[5] Nicolau, E. *Măsurări în radiotehnică.* Bucureşti, 1956.

Dr. ing. S. CĂLIN

O metodă de determinare aproximativă a performanţelor tranzitorii în cazul proceselor rapide

În cazurile în care rădăcinile ecuaţiei caracteristice aferente unui sistem de reglare automată nu sînt cunoscute, şi deci din transformata $X_e(s)$ a mărimii de ieşire nu se poate obţine direct originalul $x_e(t)$, pentru determinarea performanţelor tranzitorii la sistemele liniare se utilizează de regulă în practică metoda trapezelor, obţinîndu-se răspunsul aproximativ $x_e(t)$ al sistemului dat, la o mărime de intrare $x_i = [1]$. Pe curba aproximativă obţinută se pot măsura suprareglajul şi durata procesului tranzitoriu, precum şi alţi indici de calitate.

În prezenta lucrare este propusă o metodă de determinare aproximativă a performanţelor tranzitorii în cazul proceselor liniare rapide, respectiv al proceselor tranzitorii a căror durată nu depăşeşte cîteva secunde. Metoda poate fi utilizată pentru orice mărime de intrare $x_i(t)$ a căror transformată $X_i(s)$ este de forma unui raport a două polinoame în s.

Sistemul automat liniar este dat prin funcţia de transfer $Y_0(s)$, în stare închisă, şi pentru răspunsul $X_e(s)$ la o mărime de intrare $x_i = [1]$ va rezulta:

$$X_e(s) = Y_0(s) \cdot X_i(s) = Y_0(s) \cdot \frac{1}{s}. \qquad (1)$$

Cu:

$$Y_0(s) = \frac{d_0 s^n + d_1 s^{n-1} + \ldots + d_{n-1} s + d_n}{f_0 s^q + f_1 s^{q-1} + \ldots + f_{q-1} s + f_q}$$

rezultă:

$$X_e(s) = \frac{d_0 s^n + d_1 s^{n-1} + \ldots + d_{n-1} s + d_n}{f_0 s^{q+1} + f_1 s^q + \ldots + f_{q-1} s^2 + f_q s}, \qquad (2)$$

în care unii coeficienţi pot fi nuli, iar $q > n$ pentru toate sistemele folosite în practică; cu notaţia $q + 1 - n = k$, condiţia $q > n$ conduce la condiţia $k > 1$.

Împărţind în (2) numărătorul şi numitorul cu f_0 şi folosind notaţia:

$$q = n + k - 1,$$

se obţine:

$$X_e(s) = \frac{a_0 s^n + a_1 s^{n-1} + \ldots + a_{n-1} s + a_n}{s^{n+k} + b_1 s^{n+k-1} + \ldots + b_{n+k-2} s^2 + b_{n+k-1} s}, \qquad (3)$$

unde:

$$a_0 = \frac{d_0}{f_0}, \quad a_1 = \frac{d_1}{f_0}, \ldots, \quad b_1 = \frac{f_1}{f_0} \text{ etc.}$$

Efectuînd împărţirea celor două polinoame din (3), va rezulta cîtul lor de forma:

$$X_e(s) = c_0 s^{-k} + c_1 s^{-k-1} + c_2 s^{-k-2} + \ldots + c_p s^{-k-p} + \ldots, \qquad (4)$$

polinomul (4) avînd un număr infinit de termeni.

Rezultă deci:

$$X_e(s) = \sum_{p=0}^{\infty} \frac{c_p}{s^{k+p}}. \qquad (5)$$

Pentru expresiile (4) şi (5) se poate aplica imediat transformata Laplace inversă rezultînd răspunsul $x(t)$ al sistemului — pentru un semnal de intrare $x_i(t) = [1]$ — sub forma:

$$x_e(t) = c_0 \frac{t^{k-1}}{(k-1)!} + c_1 \frac{t^k}{k!} + \ldots + c_p \frac{t^{k+p-1}}{(k+p-1)!} + \ldots, \qquad (6)$$

respectiv:

$$x_e(t) = \sum_{p=0}^{\infty} c_p \frac{t^{k+p-1}}{(k+p-1)!}. \qquad (7)$$

Dînd diverse valori timpului t şi efectuînd însumarea din (6) pentru un anumit număr de termeni, se obţin valorile aproximative $x_e(t)$ pentru valorile t introduse.

Aproximarea rezultă din neglijarea celorlalţi termeni din suma (6). În scopul obţinerii unei precizii dorite, pentru termenul de la care începe neglijarea este necesară o condiţie de forma:

$$|c_p| \cdot \frac{t^{k+p-1}}{(k+p-1)!} \leqslant \delta, \qquad (8)$$

unde valoarea δ depinde de gradul de precizie impus. De exemplu, cu $\delta = 0{,}001$ se va asigura pentru $x_e(t)$ exactitatea primelor două zecimale.

În anexa A se arată* că în cazul cîtului a două polinoame de forma :

$$\frac{a_0 s^n + a_1 s^{n-1} + \ldots + a_{n-1} s + a_n}{s^{n+k} + b_1 s^{n+k-1} + \ldots + b_{n+k-1} s + b_{n+k}} = c_0 s^{-k} + \\ + c_1 s^{-k-1} + \ldots + c_p s^{-k-p} + \ldots, \quad (9)$$

unde coeficienţii $c_0, c_1, \ldots, c_p \ldots$ au valori diferite de cele din (4), rezultă pentru coeficienţii cîtului condiţia :

$$|c_p| \leqslant A(1 + A)^p, \quad (10)$$

unde : $A = max \{|a_i|, |b_j|\}$;
$i = 0{,}1 \ldots n$;
$j = 1{,}2 \ldots n + k$.

Din anexa A se constată că condiţia (10), obţinută pentru cîtul din (9), va fi cu atît mai mult valabilă şi pentru cîtul din (3), expresia (3) obţinîndu-se din (9) făcînd $b_{n+k} = 0$. Relaţiile (14) din anexa A arată că anularea termenului b_{n+k} poate numai să micşoreze valorile $|c_{n+k}|, |c_{n+k+1}|, \ldots |c_{n+k+p}|$ etc. Înlocuind (10) în (8), se obţine condiţia :

$$\frac{A(1 + A)^p \cdot t^{k+p-1}}{(k + p - 1)!} \leqslant \delta \quad (11)$$

necesară pentru ca să fie admisibilă neglijarea termenilor corespunzători din suma (6).

Din (11) se vede că metoda propusă conduce la un volum redus de calcule — respectiv la reţinerea unui număr redus de termeni din (6) — dacă valorile t sînt mici, pînă la cîteva secunde, şi dacă A nu are valori prea ridicate (valoarea A rezultă imediat din funcţia de transfer $Y_0(s)$ dată). De aceea, metoda propusă este recomandabilă pentru procese rapide, la care în cîteva secunde se încheie regimul tranzitoriu.

Pentru regimuri tranzitorii de durate mai mari, metoda poate fi folosită la determinarea unuia dintre principalii indici de calitate ai procesului tranzitoriu, respectiv ai suprareglajului $\sigma = x_{e.max} - x_{e.stat.}$ (prin determinarea valorii $x_{e.max}$), în cazul în care timpul la care apare valoarea $x_{e.max}$ nu depăşeşte cîteva secunde.

Expresia (6) arată că metoda propusă poate fi aplicată în foarte bune condiţii prin intermediul unui calculator numeric.

Metoda expusă are avantajul că poate fi utilizată pentru orice mărimi de intrare — nu numai pentru $x_i(t) = [1]$, cum este cazul cu metoda trapezelor — calculînd transformata $X_i(s)$, determinînd :

$$X_e(s) = Y_0(s) \cdot X_i(s)$$

şi efectuînd operaţiile indicate în (4) şi (6).

În anexa A este prezentată obţinerea relaţiei (10), iar în anexa B sînt prezentate unele aplicaţii simple ale metodei propuse.

---

* Demonstraţia relaţiei din anexa *A* a fost indicată de prof. dr. docent *I. Gh. Şabac*, căruia autorul îi mulţumeşte şi pe această cale.

ANEXA A

Pornind de la :

$$\frac{a_0 s^n + a_1 s^{n-1} + \ldots + a_{n-1} s + a_n}{s^{n+k} + b_1 s^{n+k-1} + \ldots + b_{n+k-1} s + b_{n+k}} = c_0 s^{-k} + \\ + c_1 s^{-k-1} + \ldots + c_p s^{-k-p} + \ldots,$$

rezultă :

$$a_0 s^n + a_1 s^{n-1} + \ldots + a_{n-1} s + a_n = (s^{n+k} + b_1 s^{n+k-1} + \\ + \ldots + b_{n+k-1} s + b_{n+k})(c_0 s^{-k} + c_1 s^{-k-1} + \\ + \ldots + c_p s^{-k-p} + \ldots). \quad (12)$$

Identificarea coeficienţilor termenilor de grad egal conduce la :

$$\begin{aligned} &c_0 = a_0 \\ &c_1 + c_0 b_1 = a_1 \\ &c_2 + c_1 b_1 + c_0 b_2 = a_2 \\ &\ldots\ldots\ldots \\ &c_n + c_{n-1} b_1 + \ldots + c_0 b_n = a_n \\ &c_{n+1} + c_n b_1 + \ldots + c_1 b_n + c_0 b_{n+1} = 0 \\ &\ldots\ldots\ldots \\ &c_{n+k} + c_{n+k-1} b_1 + \ldots + c_1 b_{n+k-1} + c_0 b_{n+k} = 0 \\ &c_{n+k+1} + c_{n+k} b_1 + \ldots + c_1 b_{n+k} = 0 \\ &\ldots\ldots\ldots \\ &c_{n+k+r} + c_{n+k+r-1} b_1 + \ldots + c_r b_{n+k} = 0 \\ &\ldots\ldots\ldots \end{aligned} \quad (13)$$

Din (13) rezultă :

$$\begin{aligned} &c_0 = a_0 \\ &c_1 = a_1 - c_0 b_1 \\ &c_2 = a_2 - (c_1 b_1 + c_0 b_2) \\ &\ldots\ldots\ldots \\ &c_n = a_n - (c_{n-1} b_1 + \ldots + c_0 b_n) \\ &c_{n+1} = -(c_n b_1 + \ldots + c_0 b_{n+1}) \\ &\ldots\ldots\ldots \\ &c_{n+k} = -(c_{n+k-1} b_1 + \ldots + c_0 b_{n+k}) \\ &c_{n+k+1} = -(c_{n+k} b_1 + \ldots + c_1 b_{n+k}) \\ &\ldots\ldots\ldots \\ &c_{n+k+r} = -(c_{n+k+r-1} b_1 + \ldots + c_r b_{n+k}) \\ &\ldots\ldots\ldots \end{aligned} \quad (14)$$

Notînd :

$$A = max \{|a_i|, |b_j|\};$$
$$i = 0{,}1 \ldots n;$$
$$j = 1, 2, \ldots n + k,$$

din (14) se obţine :

$$\begin{aligned} &|c_0| \leqslant A \\ &|c_1| \leqslant A + A^2 = A(1 + A) \\ &|c_2| \leqslant A + [(A + A^2)A + A^2] = A + A^2[1 + (1 + A)] = \\ &\qquad = A(1 + 2A + A^2) = A(1 + A)^2 \end{aligned} \quad (15)$$

$$|c_n| \leqslant A + A^2[1 + (1 + A) + (1 + A)^2 + \ldots + (1 + \\ + A)^{n-1}] = A + A^2 \frac{(1 + A)^n - 1}{(1 + A) - 1} = A + A(1 + A)^n - A = \\ = A(1 + A)^n.$$

Relaţia de forma :

$$|c_n| \leqslant A(1 + A)^n \quad (16)$$

va fi cu atît mai valabilă pentru coeficientul c_{n+1}, respectiv :

$$|c_{n+1}| \leqslant A(1 + A)^{n+1}, \quad (17)$$

întrucît, după cum se vede din (14), unul dintre termenii expresiei pentru c_{n+1} este nul.

Prin urmare, în cazul general :

$$|c_p| \leqslant A(1 + A)^p. \quad (18)$$

ANEXA B

1. *Dacă*:

$$Y_0(s) = \frac{1}{s+1}, \tag{19}$$

iar $x_i = [1]$ şi deci:

$$X_i(s) = \frac{1}{s},$$

răspunsul $x_e(t)$ este o exponenţială obţinută prin transformarea Laplace inversă:

$$x_e(t) = \mathfrak{L}^{-1}[X_e(s)] = \mathfrak{L}^{-1}[Y_0(s) \cdot X_i(s)] =$$

$$= \mathfrak{L}^{-1}\left[\frac{1}{s(s+1)}\right] = \mathfrak{L}^{-1}\left[\frac{1}{s} - \frac{1}{s+1}\right] = 1 - e^{-t}. \tag{20}$$

Acelaşi rezultat se obţine aplicînd (3), (4) şi (6):

$$X_e(s) = \frac{1}{s(s+1)} = \frac{1}{s^2+s} = s^{-2} - s^{-3} + s^{-4} - s^{-5} + s^{-6} \ldots$$

de unde urmează:

$$x_e(t) = \frac{t}{1!} - \frac{t^2}{2!} + \frac{t^3}{3!} - \frac{t^4}{4!} + \frac{t^5}{5!} - \ldots - (-1)^n \frac{t^n}{n!} + \ldots = 1 - e^{-t},$$

întrucît:

$$-e^{-t} = -1 + \frac{t}{1!} - \frac{t^2}{2!} + \frac{t^3}{3!} - \frac{t^4}{4!} + \frac{t^5}{5!} - \ldots - (-1)^n \frac{t^n}{n!} + \ldots$$

2. *Dacă*:

$$Y_0(s) = \frac{1}{s^2+s+1} \tag{21}$$

şi $X_i(s) = \frac{1}{s}$, aplicînd (1), (3), (4) şi (6) se obţine:

$$X_e(s) = \frac{1}{s(s^2+s+1)} = \frac{1}{s^3+s^2+s} = s^{-3} - s^{-4} + s^{-6} - s^{-7} + s^{-9} - s^{-10} + s^{-12} - s^{-13} + \ldots,$$

respectiv:

$$x_e(t) = \frac{t^2}{2!} - \frac{t^3}{3!} + \frac{t^5}{5!} - \frac{t^6}{6!} + \frac{t^8}{8!} - \frac{t^9}{9!} + \frac{t^{11}}{11!} - \frac{t^{12}}{12!} + \ldots \tag{22}$$

Introducînd în (22) diverse valori pentru t, se obţin valorile $x_e(t)$ din tabela 1. Cu datele din tabela 1 a fost construită curba $x_e(t)$ din figura 1.

Din identificarea expresiei (21) cu funcţia de transfer a unui sistem de ordinul II în cazul general:

$$\frac{1}{s^2+s+1} = \frac{\omega_n^2}{s^2 + 2\zeta\omega_n s + \omega_n^2}, \tag{23}$$

rezultă $\omega_n = 1$ şi $\zeta = 0{,}5$.

Pentru aceste valori ω_n şi ζ se obţin la sistemele de ordinul II următorii indici de calitate ai procesului tranzitoriu [1]:

a) timpul t_{m1} la care apare suprareglajul σ:

$$t_{m1} = \frac{\pi}{\omega_n\sqrt{1-\zeta^2}} = \frac{\pi}{\sqrt{1-0{,}5^2}} \cong 3{,}62 \text{ s};$$

b) suprareglajul σ:

$$\sigma = e^{-\frac{\pi\zeta}{\sqrt{1-\zeta^2}}} \cong 0{,}163 = 16{,}3\,\%;$$

c) timpul t_{s1} al primei treceri prin valoarea staţionară:

$$t_{s1} = \frac{\pi - \operatorname{arc\,tg}\frac{\sqrt{1-\zeta^2}}{\zeta}}{\omega_n\sqrt{1-\zeta^2}} \cong 2{,}42 \text{ s}.$$

Comparînd aceşti indici de calitate cu cei care rezultă din figura 1, se constată un bun grad de precizie al rezultatului obţinut prin metoda expusă în prezenta lucrare. Acest grad de precizie a fost obţinut reţinînd din suma (22):

primii 4 termeni pentru $t \leqslant 1{,}5$ s;
primii 6 termeni pentru $1{,}5 < t \leqslant 2{,}5$ s;
primii 9 termeni pentru $2{,}5 < t \leqslant 4$ s;
primii 11 termeni pentru $t = 5$ s.

3. *Dacă*:

$$Y_0(s) = \frac{s+1}{s^2+s+1} \tag{24}$$

şi $X_i(s) = \frac{1}{s}$, aplicînd (1), (3), (4) şi (6), se obţine:

$$X_e(s) = \frac{s+1}{s(s^2+s+1)} = \frac{s+1}{s^3+s^2+s} = s^{-2} - s^{-4} + s^{-5} - s^{-7} + s^{-8} - s^{-10} + s^{-11} - \ldots,$$

Tabela 1

t,s	0,2	0,5	0,7	1	1,5	2	2,5	3	3,5	4	5
$x_e(t)$	0,0187	0,1044	0,1893	0,3403	0,6104	0,8493	1,0305	1,1255	1,1638	1,1622	1,1037

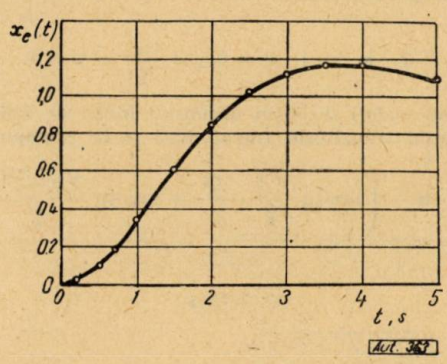


Fig. 1

respectiv

$$x_e(t) = \frac{t}{1!} - \frac{t^3}{3!} + \frac{t^4}{4!} - \frac{t^6}{6!} + \frac{t^7}{7!} - \frac{t^9}{9!} + \frac{t^{10}}{10!} - \frac{t^{12}}{12!} + \ldots \tag{25}$$

Introducînd în (25) diverse valori pentru t, se obţin valorile $x_e\,(t)$ din tabela 2. Cu datele din tabela 2 a fost construită curba $x_e\,(t)$ din figura 2.

reţinuţi — pentru obţinerea acestui grad de precizie — cel mult primii opt termeni în cazul $t \leqslant 3$ s şi primii 12 termeni în cazul $4 \leqslant t \leqslant 5$ s.

Tabela 2

t, s	1	1,5	2	2,5	3	4	5
$x_e\,(t)$	0,8736	1,1366	1,2687	1,2933	1,2605	1,1123	1,0850

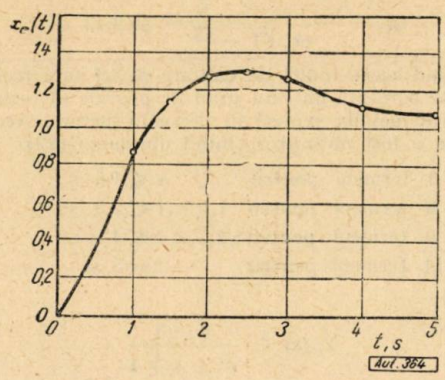


Fig. 2

Identificînd (24) cu expresia generală a unei funcţii de transfer care are doi poli şi un zero [2]:

$$\frac{s+1}{s^2+s+1} = \frac{\omega_n^2\,\dfrac{s+z}{z}}{s^2+2\zeta\omega s+\omega_n^2} \tag{26}$$

rezultă $z = 1$, $\omega_n = 1$, $\zeta = 0{,}5$ şi $\dfrac{\omega_n}{z} = \lambda = 1$.

Cu aceste valori se obţin următorii indici de calitate [2] ai procesului tranzitoriu (menţionaţi şi la exemplul 2):

$$\text{a) } t_{m1} = \frac{\pi - \left(\operatorname{arc\,tg}\dfrac{\sqrt{1-\zeta^2}}{\zeta-\lambda} - \operatorname{arc\,tg}\dfrac{\sqrt{1-\zeta^2}}{\zeta}\right)}{\omega_n\sqrt{1-\zeta^2}} \cong$$

$$\cong 2{,}42 \text{ s};$$

$$\text{b) } \sigma = \sqrt{\lambda^2 - 2\zeta\lambda + 1} \times$$

$$\times\, e^{-\frac{\zeta}{\sqrt{1-\zeta^2}}\left[\pi - \left(\operatorname{arc\,tg}\frac{\sqrt{1-\zeta^2}}{\zeta-\lambda} - \operatorname{arc\,tg}\frac{\sqrt{1-\zeta^2}}{\zeta}\right)\right]} \cong 0{,}3 = 30\,\%;$$

$$\text{c) } t_{s1} = \frac{\pi - \operatorname{arc\,tg}\dfrac{\sqrt{1-\zeta^2}}{\zeta-\lambda}}{\omega_n\sqrt{1-\zeta^2}} \cong 1{,}21 \text{ s}.$$

Comparînd aceşti indici cu cei care rezultă din figura 2, se constată de asemenea un bun grad de precizie al rezultatelor obţinute prin metoda propusă. Din suma (6) au fost

4. *Se consideră*:

$$Y_0(s) = \frac{s+1}{s^2+s+1} \tag{27}$$

şi:

$$x_i(t) = 1 - e^{-t}, \tag{28}$$

deci:

$$X_i(s) = \frac{1}{s} - \frac{1}{s+1} = \frac{1}{s(s+1)}. \tag{29}$$

Se obţine:

$$X_e(s) = \frac{s+1}{s^2+s+1}\cdot\frac{1}{s(s+1)} = \frac{1}{s(s^2+s+1)} =$$

$$= \frac{1}{s^3+s^2+s},$$

ceea ce conduce — în conformitate cu (22) — la datele din tabela 1 pentru $x_e\,(t)$.

În tabela 3 sînt indicate valorile $x_i\,(t)$, obţinute din (28) pentru diverse valori ale timpului t. Cu datele din tabelele 3 şi 1 sînt reprezentate în figura 3 curbele mărimii de intrare $x_i\,(t)$ şi răspunsului $x_e\,(t)$ obţinut prin metoda propusă.

Tabela 3

t, s	0,2	0,5	0,7	1	1,5	2	2,5	3	3,5	4	5
$x_i\,(t)$	0,18	0,39	0,50	0,63	0,77	0,86	0,92	0,95	0,97	0,98	0,99

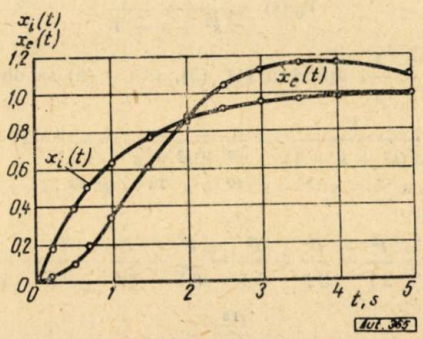


Fig. 3

BIBLIOGRAFIE

[1] Călin, S. *Determinarea aproximativă a performanţelor tranzitorii din caracteristica reală de frecvenţă.* Probleme de automatizare IV. Bucureşti, Ed. Acad. R.P.R., 1963.

[2] Călin, S., Ionescu, V. *Utilizarea metodei sistemului echivalent de ordinul II pentru acordarea optimă a regulatoarelor PI.* In: Automatica şi Electronica, nr. 6, 1963, p. 261—269.

Conf. ing. G. RULEA şi ing. R. ZACIU

Măsurarea permitivităţii şi conductivităţii materialelor în microunde prin metoda perturbaţiei cavităţii

Măsurarea permitivităţii şi conductivităţii materialelor în microunde, precizia şi simplitatea metodei aplicate, reprezintă probleme importante pentru studiul propagării cîmpului electromagnetic în ghidurile dielectrice, pentru calculul atenuatoarelor cu placă de dielectric şi, în general, pentru telecomunicaţiile în microunde, pentru tehnologia aparaturii folosite în acest domeniu de frecvenţă. De asemenea, în aplicaţii industriale (încălzirea cu microunde a dielectricilor), în fizică (studiul plasmei), în biologie şi medicină (studiul diferitelor ţesuturi), măsurarea constantei dielectrice şi permitivităţii în microunde prezintă un interes deosebit.

Într-o lucrare anterioară [1] au fost expuse unele aspecte ale măsurării permitivităţii şi conductivităţii în linia de măsură, cu ghid dreptunghiular, lucrînd cu unda H_{10} în banda de 3 cm, în cazul materialelor solide.

Metoda măsurării gol-scurt

O metodă simplă constă în a măsura impedanţa în gol şi în scurtcircuit a unei probe avînd o lungime egală cu un sfert din lungimea de undă în material ($\lambda_{g_m}/4$). Proba este introdusă într-un ghid dreptunghiular, pe care îl umple pe lungimea menţionată.

Impedanţa probei de material terminată în scurtcircuit este :

$$Z_{i_{sc}} = Z_{u_m}\, th \left(\alpha_m \frac{\lambda_{g_m}}{4} + j\,\beta_m \frac{\lambda_{g_m}}{4}\right), \qquad (1)$$

iar terminată în gol :

$$Z_{i_g} = Z_{u_m}\, cth \left(\alpha_m \frac{\lambda_{g_m}}{4} + j\,\beta_m \frac{\lambda_{g_m}}{4}\right). \qquad (2)$$

unde Z_{u_m} este impedanţa de undă în material, α_m este constanta de atenuare în material, şi β_m este constanta de fază în material.

Scurtcircuitul se realizează cu ajutorul unui piston metalic plasat la sfîrşitul probei, iar ieşirea în gol se realizează prin deplasarea pistonului la $\frac{\lambda_g}{4}$ de capătul final al probei (λ_g este lungimea de undă în ghid).

Întrucît constanta de fază β_m are valoarea $\beta_m = \frac{2\pi}{\lambda_{g_m}}$, valorile impedanţelor exprimate în relaţiile (1) şi (2) devin :

$$Z_{i_{sc}} = Z_{u_m}\, cth\, \alpha_m \frac{\lambda_{g_m}}{4}\ ; \qquad (1a)$$

$$Z_{i_g} = Z_{u_m}\, th\, \alpha_m \frac{\lambda_{g_m}}{4}. \qquad (2a)$$

În majoritatea cazurilor constanta de atenuare este mică, astfel încît $th\ \alpha_m \frac{\lambda_{g_m}}{4} \simeq \alpha_m \frac{\lambda_{g_m}}{4}$ şi deci :

$$\frac{Z_{i_g}}{Z_{i_{sc}}} = \left(\alpha_m \frac{\lambda_{g_m}}{4}\right)^2. \qquad (3)$$

Impedanţele se exprimă în funcţie de coeficientul de reflexie Γ şi apoi în funcţie de coeficientul de undă staţionară σ şi, întrucît $Z_{i_g} = \frac{R_0}{\sigma_g}$ şi $Z_{i_{sc}} = \sigma_{sc} R_0$, unde R_0 este impedanţa de undă a ghidului cu aer, se obţine :

$$\alpha_m = \frac{1}{\sqrt{\sigma_{sc}\,\sigma_g}} \cdot \frac{4}{\lambda_{g_m}}. \qquad (4)$$

Din produsul relaţiilor (1a) şi (2a) rezultă :

$$Z_{i_{sc}} \cdot Z_{i_g} = Z_{u_m}^2 \qquad (5)$$

sau :

$$Z'_{i_{sc}} \cdot Z'_{i_g} = 1, \qquad (5a)$$

unde $Z'_{i_{sc}}$ şi Z'_{i_g} sînt impedanţele raportate la impedanţa de undă în material. Dacă relaţia (5) se exprimă la rîndul ei în funcţie de σ_g şi σ_{sc} (coeficienţii de undă staţionară în ghid pentru proba în gol sau scurtcircuit) şi se consideră $\omega\varepsilon \gg \sigma$ (conductivitatea la dielectrici este mult mai mică decît 10^{-4} S/m), se scrie :

$$Z_{u_m} = R_0 \sqrt{\frac{\sigma_{sc}}{\sigma_g}}. \qquad (6)$$

Ţinînd seamă de (6), rezultă :

$$\frac{\frac{\mu_0}{\varepsilon_0 \varepsilon_m}}{1 - \frac{1}{\varepsilon_m}\xi^2} \times \frac{1 - \xi^2}{\frac{\mu_0}{\varepsilon_0}} = \frac{\sigma_{sc}}{\sigma_g}. \qquad (7)$$

Din (7) se deduce constanta dielectrică a materialului :

$$\varepsilon_m = \frac{\sigma_g}{\sigma_{sc}}(1 - \xi^2) + \xi^2 \quad (8), \text{ unde } \xi = \frac{f}{f_c}.$$

Constanta de atenuare α_m se deduce şi din constanta de propagare :

$$\gamma_m = \sqrt{\left(\frac{\pi}{a}\right)^2 - \omega^2\,\varepsilon_m\mu + j\omega\mu\sigma_m} = \alpha_m + j\beta_m \quad (9)$$

sau :

$$\gamma_m \cong \sqrt{-\beta_m^2 + j\omega\mu\sigma_m} \qquad (10)$$

şi deci dacă $\omega\mu\sigma_m \ll \beta_m^2$:

$$\alpha = \frac{\omega\mu\sigma_m}{2\beta_m}. \qquad (11)$$

Se deduce ε_m din relaţia (8), apoi β_m. Din (4) se deduce α_m şi apoi din (11), conductivitatea. Metoda are un dezavantaj : pentru a alege lungimea probei egală cu un sfert din lungimea de undă în material este nevoie să fie cunoscută valoarea permitivităţii. Valoarea acestei permitivităţi poate fi măsurată rapid şi cu o precizie bună prin metode de rezonanţă, dintre care vom analiza în cele ce urmează metoda perturbaţiei cavităţii. Metoda de rezonanţă este utilă pentru determinarea constantei dielectrice α_m, iar metoda gol-scurt, pentru determinarea conductivităţii σ_m.

Metoda perturbaţiei cavităţii

Metoda este bazată pe teorema perturbaţiei a lui Slater [2], care exprimă variaţia relativă a frecvenţei complexe de rezonanţă a unei cavităţi de volum V_c umplută cu un dielectric de parametrii ε_1, μ_1, în cazul introducerii unui obiect perturbator de volum V_p şi parametrii ε_2, μ_2 :

$$\frac{\omega_2 - \omega_1}{\omega_2} = \frac{\int_{V_c} [(\mu_2 - \mu_1)\bar{H}_1\bar{H}_2 - (\varepsilon_2 - \varepsilon_1)\bar{E}_1\bar{E}_2]\,dV}{\int_{V_c} (\varepsilon_1\bar{E}_1\bar{E}_2 - \mu_1\bar{H}_1\bar{H}_2)\,dV}, \qquad (12)$$

în care $\bar{E}_1$ şi $\bar{H}_1$ sînt cîmpurile electric, respectiv magnetic, în interiorul cavităţii, în absenţa obiectului perturbator; $\bar{E}_2$ şi $\bar{H}_2$ sînt cîmpurile electric, respectiv magnetic, în interiorul cavitaţii, în prezenţa obiectului perturbator.

Formula (12) capătă o expresie mult mai simplă pentru cazul perturbaţiei mici : volum perturbator mic în raport cu volumul cavităţii. Valoarea cîmpurilor electric şi magnetic $\bar{E}_2$ şi $\bar{H}_2$ în tot volumul cavităţii perturbate, cu excepţia volumului perturbator V_p, rămîne neschimbată. Pentru cazul obişnuit, $\varepsilon_1 = \varepsilon_0$ şi $\mu_1 = \mu_0$, rezultă :

$$\frac{\omega_2 - \omega_1}{\omega_1} = \frac{(\mu_2 - \mu_0)\int_{V_p} \bar{H}_1\bar{H}_2\,dV - (\varepsilon_2 - \varepsilon_0)\int_{V_p} \bar{E}_1\bar{E}_2\,dV}{2\varepsilon_0 \int_{V_c} |\bar{E}_1|^2\,dV}. \qquad (13)$$

Integralele de la numărător se referă, de această dată, numai la volumul perturbator V_p, deoarece $\varepsilon_2 = \varepsilon_0$ şi $\mu_2 = \mu_0$ în tot volumul cu excepţia lui V_p.

Pentru proba nemagnetică ($\mu_2 = \mu_0$) relaţia (13) devine :

$$\frac{\omega_2 - \omega_1}{\omega_2} = \frac{1 - \varepsilon_c}{2} \frac{\int_{V_p} \bar{E}_1\bar{E}_2\,dV}{\int_{V_c} |\bar{E}_1|^2\,dV}, \qquad (14)$$

ε_c fiind valoarea complexă a permitivităţii.

Problema se reduce la determinarea cîmpului $\bar{E}_2$ în funcţie de geometria probei şi $\bar{E}_1$.

Dispozitivul de măsură. Rezultate experimentale

Măsurările au fost efectuate în cavitate paralelipipedică, cu laturile $a = d = 72$ mm şi înălţimea $b = 33{,}5$ mm, excitată în modul TE_{101}, cu probă cilindrică, pe secţiune transversală mică în raport cu secţiunea cavităţii şi lungimea egală cu înălţimea cavităţii, plasată ca în figura 1.

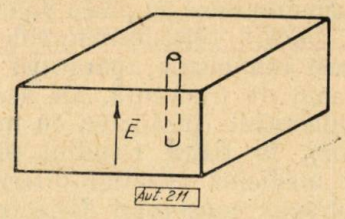


Fig. 1

Din condiţia continuităţii componentei tangenţiale a cîmpului electric se deduce :

$$\bar{E}_2 = \bar{E}_1. \qquad (15)$$

Pentru proba situată în centrul cavităţii, în regiunea de cîmp electric maxim, din (14), punînd condiţia (15), şi din relaţia ce dă variaţia pulsaţiei complexe ω funcţie de variaţia pulsaţiei reale ω_r şi variaţia factorului de calitate al cavităţii Q :

$$\frac{\omega_2 - \omega_1}{\omega_2} = \frac{\omega_2 - \omega_{r1}}{\omega_{r2}} + j\frac{1}{2}\left(\frac{1}{Q_2} - \frac{1}{Q_1}\right), \qquad (16)$$

se obţine partea reală a permitivităţii relative ε' şi conductivitatea σ :

$$\varepsilon' = -\frac{\delta f}{f_2}\frac{V_c}{2V_p} + 1 ; \qquad (17)$$

$$\sigma = \frac{V_c}{4V_p}\left(\frac{1}{Q_2} - \frac{1}{Q_1}\right)\omega\varepsilon_0. \qquad (18)$$

Valorile permitivităţii şi conductivităţii se pot calcula dacă se măsoară deviaţia de frecvenţă δf obţinută la introducerea probei în cavitate şi factorii de calitate ai cavităţii perturbate Q_2 şi neperturbate Q_1.

Instalaţia de măsură este prezentată în figura 2 (G — generator de microunde cu clistron reflex lucrînd în banda 10 cm; A — cap de ghid cu sondă de excitare şi adaptare; B — flanşă; C — linie de măsură de microunde; D — detector cu cristal; I — aparat indicator; E — atenuator variabil disipativ; F — cap de ghid cu două sonde de cuplare G_1 şi G_2; Q — cavitate de măsură; H — cavitate rezonantă etalon; J, L — detectoare la ieşirea din cavităţi; Y — osciloscop cu două spoturi S_1 şi S_2; M—modulator cu semnal de ieşire în dinte de ferăstrău).

Se utilizează o metodă de măsură dinamică, pe ecranul osciloscopului catodic ridicîndu-se curba de rezonanţă a cavităţii Q prin variaţia tensiunii reflectorului clistronului, cu ajutorul unei tensiuni în dinţi de ferăstrău, folosită şi pentru baza de timp a osciloscopului.

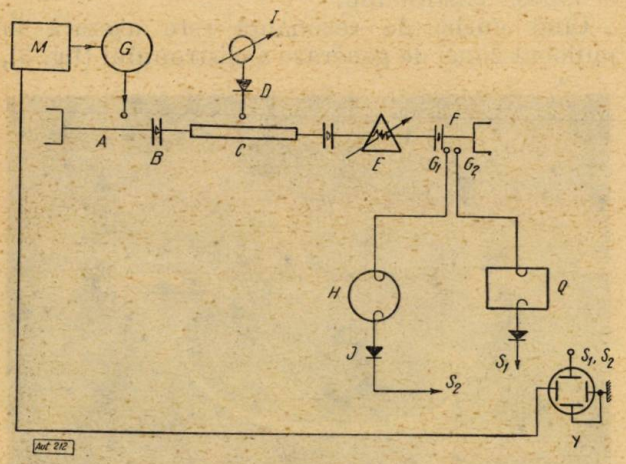


Fig. 2

Determinarea frecvenţei de rezonanţă a cavităţii de măsurat se face prin coincidenţa vîrfurilor curbelor de rezonanţă a celor două cavităţi obţinute pe cele două spoturi ale osciloscopului. Datorită Q-ului mare al cavităţii etalon H (de ordinul a 30 000) se obţine, pe curba de rezonanţă a cavităţii de măsurat, un punct de discontinuitate provocat de absorbţia cavităţii etalon la frecvenţa de rezonanţă.

La o caracteristică pătratică a detectorului L se obţine curba de rezonanţă a puterii pentru cavitatea de măsurat; valoarea factorului de calitate a fost dedusă din măsurarea, prin aceeaşi metodă, a frecvenţelor corespunzătoare

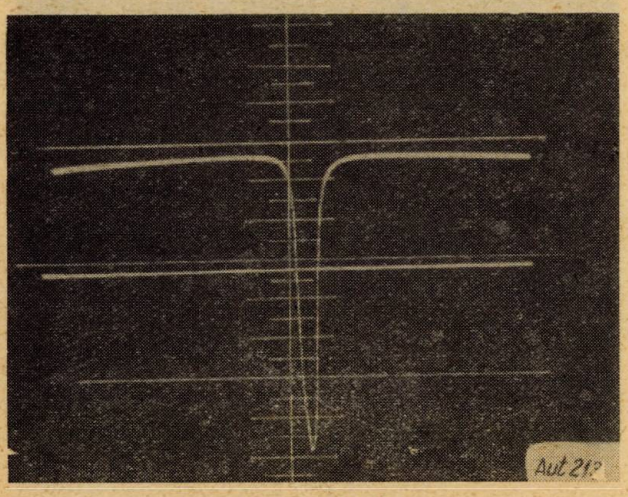


Fig. 3

unei măriri egale cu jumătate din amplitudinea curbei de rezonanţă.

Figura 3 redă oscilograma curbei de rezonanţă a cavităţii de măsură (spotul superior) şi punctul de etalonare corespunzător frecvenţei de rezonanţă a cavităţii etalon (spotul inferior). Frecvenţa de rezonanţă a cavităţii de măsură este $f_0 = 2\,951$ MHz. Factorul de calitate al cavităţii goale, obţinut în funcţie de cuplajele de excitaţie şi ieşire, este cuprins între 1 500 – 4 000.

Măsurările permitivităţii şi conductivităţii au fost făcute pe o serie de materiale: sticlă, polietilen, parafină, ulei de parafină, pertinax, textolit, rezultatele fiind concentrate în tabela 1.

Tabela 1

Materialul	ε'	σ, S/m
Sticlă	5,95	$9{,}8.10^{-3}$
Polietilen	2,24	$<10^{-3}$
Parafină	2,22	$9{,}7.10^{-3}$
Ulei de parafină	2,22	$9{,}7.10^{-3}$
Pertinax	4,75	$4{,}5.10^{-2}$
Textolit	4,63	$4{,}1.10^{-2}$

Discuţii asupra metodei de măsură

Formulele (17) şi (18), utilizate pentru calculul permitivităţii şi conductivităţii, sînt valabile în cazul perturbaţiei mici, ţinînd seamă de condiţiile enunţate anterior. Metoda se aplică [7] pentru o variaţie a frecvenţei reale $\frac{f_{r_1} - f_{r_2}}{f_{r_2}} \simeq 10^{-3}$; condiţia impune în consecinţă, la o anume frecvenţă şi mod în cavitate (deci volum al cavităţii determinat), o relaţie între ε' şi volumul maxim al probei:

$$V_p \leqslant \frac{V_c}{2(\varepsilon' - 1)} 10^{-3}.$$

Pentru cavitatea utilizată rezultă:

$$V_p \leqslant \frac{87}{\varepsilon' - 1}, \text{ mm}^3,$$

sau cunoscînd lungimea ce trebuie să o aibă proba, se stabileşte secţiunea maxim admisă. Măsurarea materialelor cu permitivitate mare presupune volume foarte mici, care uneori sînt greu de obţinut. Pentru măsurarea proprietăţilor apei sau altor substanţe cu permitivitate mare este necesară introducerea probei într-o regiune de cîmp mai puţin intens. Într-adevăr, cunoscînd distribuţia cîmpului în cavitate, se obţine expresia corespunzătoare pentru permitivitate şi conductivitate, amplasînd proba cu axa paralelă cu direcţia cîmpului electric, însă într-o regiune în care cîmpul electric este mult mai puţin intens.

Se obţine din (14):

$$\varepsilon' = -\frac{\delta f}{f} \frac{V_c}{2kV_p} + 1; \qquad (19)$$

$$\sigma = \frac{V_c}{4k\,V_p} \left(\frac{1}{Q_2} - \frac{1}{Q_1} \right) \omega \varepsilon_0, \qquad (20)$$

unde k este un factor subunitar ce depinde de raportul dintre intensitatea cîmpului electric în regiunea probei şi intensitatea maximă a cîmpului electric.

O altă metodă constă în amplasarea probei perpendicular pe cîmpul electric, ca în figura 4.

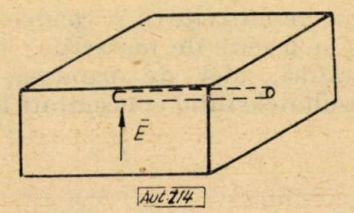


Fig. 4

În acest caz, expresia variaţiei relative de frecvenţă este:

$$\frac{\omega_2 - \omega_1}{\omega_2} = -\frac{\varepsilon_c - 1}{\varepsilon_c + 1}\frac{2V_p}{V_c} \qquad (21)$$

şi, după cum se poate vedea, condiţia de a obţine o deviaţie relativă a frecvenţei de 10^{-3} nu impune volume atît de mici de substanţă. Metoda prezintă însă dezavantaje pentru valori mari ale permitivităţii, aşa cum va rezulta din cele ce urmează.

Precizia de măsurare a permitivităţii este foarte bună şi este determinată de precizia etalonării cavităţii etalon. Din expresia (17), ce dă permitivitatea măsurată, se deduce că eroarea în determinarea lui ε' depinde de erorile de determinare a volumelor probei şi cavităţii şi de eroarea în determinarea deviaţiei de frecvenţă. Presupunînd că volumele pot să fie determinate cu o eroare mai mică de 1%, rezultă o eroare în determinarea lui ε' de 1,5%.

Metoda de măsură prin amplasarea probei perpendicular pe direcţia cîmpului electric, ilustrată în figura 4, determină erori mari la măsurarea permitivităţilor mari, deoarece la aceste valori, aşa cum se vede din formula (21), deviaţia relativă a frecvenţei este afectată puţin de modificarea lui ε_c. Acesta este motivul pentru care nu s-a folosit metoda în determinările făcute.

Măsurarea conductivităţii este legată de precizia de măsură a factorului de calitate în care intră, în afara erorilor în determinarea unor frecvenţe, şi eroarea în ridicarea curbei de rezonanţă. Într-adevăr dacă detectorul nu are o caracteristică perfect pătratică, curba ridicată pe osciloscopul catodic nu reprezintă curba puterii şi, în consecinţă, apar erori în determinarea benzii. Măsurări mai precise se pot face ridicînd caracteristica detectorului şi ţinînd seamă de nivelul de ieşire din detector. Este nevoie însă, în acest caz, de un osciloscop calibrat, calculele devin mai greoaie şi, în consecinţă, măsurările mai puţin expeditive.

Utilizarea clistronului reflex ca generator conduce, de asemenea, la unele dificultăţi care trebuie avute în vedere. Variaţia tensiunii de reflector conduce la variaţia puterii generate de clistron şi curba de rezonanţă vizualizată pe osciloscop poate fi afectată de variaţia nivelului la ieşirea clistronului.

Cînd curba de rezonanţă este aşezată în mijlocul zonei de generare a clistronului (fig. 5),

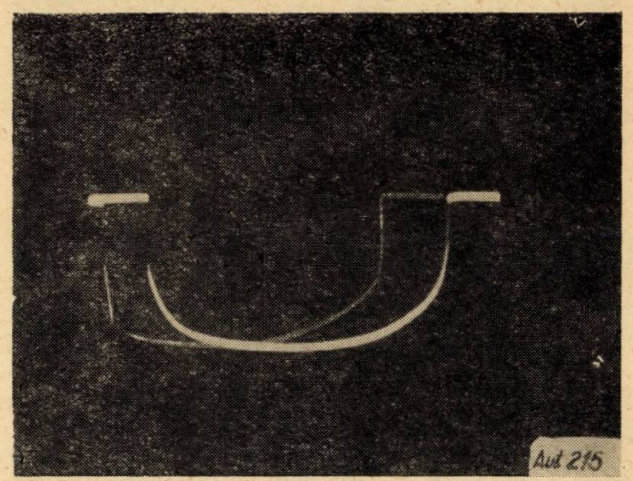


Fig. 5

curba este simetrică şi neglijabil afectată de curba clistronului.

Cînd tensiunea de reflector şi de accelerare rămîn constante şi se variază frecvenţa de rezonanţă a cavităţii clistronului reflex, se obţin curbe ale nivelului de ieşire din clistron ca în figura 6 sau figura 7; plasarea curbei de rezonanţă într-o regiune laterală determină erori mari în măsurarea factorului de calitate.

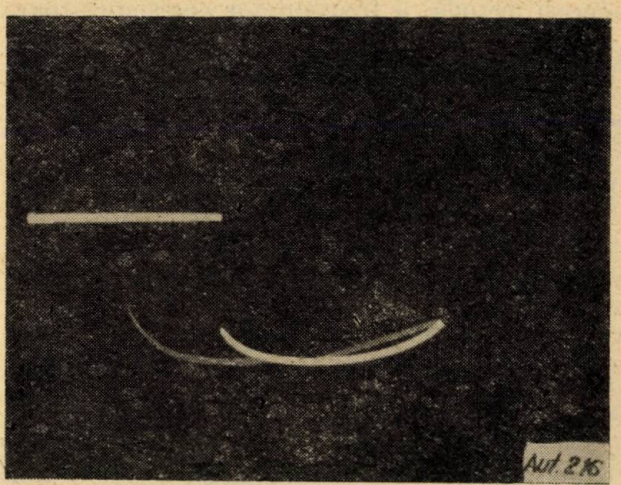


Fig. 6

În literatură [6] sînt date metode de determinare a permitivităţii, în care nivelul de ieşire al clistronului este menţinut constant.

Trebuie remarcat, de asemenea, că măsurarea conductivităţii materialelor cu pierderi mici

prin metode de rezonanţă presupune factori de calitate ai cavităţii de valori mari, deoarece σ se deduce utilizînd diferenţa $\frac{1}{Q_2} - \frac{1}{Q_1}$. Din acest motiv, conductivitatea pentru polietilen din

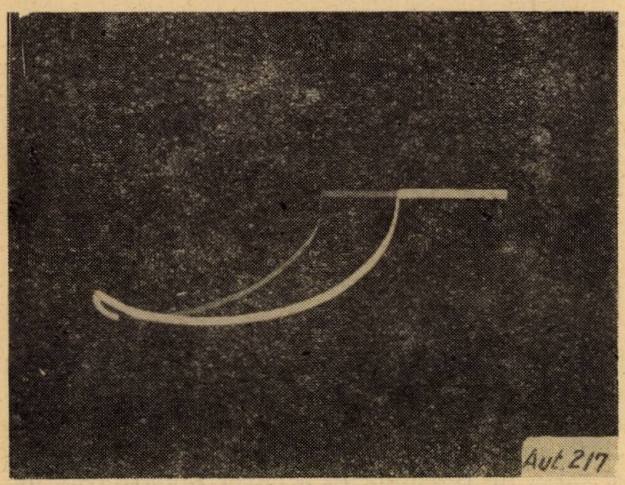


Fig. 7

tabela 1 nu a putut fi dedusă în mod precis, ştiind numai că trebuie să fie mai mică decît 10^{-3}.

Din cele de mai sus rezultă că îmbinarea metodelor pentru măsurarea caracteristicilor electrice ale materialelor dielectrice este avantajoasă. Metoda perturbaţiei cavităţii dă o precizie mare în măsurarea permitivităţii, iar metoda scurt-gol permite determinarea mai precisă a conductivităţii materialului.

BIBLIOGRAFIE

[1] Rulea, G. *Măsurarea conductivităţii şi permitivităţii în microunde.* In : Bul. I.P.B., tom. XXV, fasc. 2, 1963, p. 135.

[2] Slater, J. C. *Microwave electronics.* New York, Van Nostrand, 1950.

[3] Ginzton, E. L. *Izmerenie na santimetrovih volnah.* Moscova, Izd. inn. lit., 1960.

[4] Csurgay, A., Szilard, M. *Mikrohullamu passziv halozatok.* Budapesta, 1965.

[5] Moş, D., Maiant, L., Fabelinski, I. *Izmerenie temperaturnoi zavisimosti dielektriceskoe proniţaemosti i ugla poteri dielektrikov v pole santimetrovih voln.* In : J. tehn. fiz., tom. XIX, nr. 10, 1949, p. 1192.

[6] Vogelhut, P. O. *Use of microwave technique for the determination of bound water.* In : Nature, nr. 203, 1964, p. 1169.

[7] Sucher, M., Fox, J. *Handbook of microwave measurements.* New York, Polytechnic Press, 1963.

Dr. ing. E. TĂTARU

Descrierea matematică a proceselor tranzitorii care au loc în circuitul bistabil Kaenel

Într-o lucrare anterioară [3] a fost prezentată analiza regimului static în cazul circuitului bistabil cu o diodă tunel, propus de R. A. Kaenel [1], ţinîndu-se seamă de influenţa toleranţelor elementelor de circuit. Pentru a întregi analiza circuitului bistabil Kaenel se impune cu necesitate studierea regimului dinamic. Analiza regimului dinamic prezintă importanţă teoretică şi practică deosebită pentru că, pe baza ei, se pot preciza : răspunsul circuitului bistabil sub acţiunea unei serii de impulsuri, modul în care stările anterioare influenţează pe cele viitoare, viteza de comutare, explicarea influenţei mari a toleranţelor asupra funcţionării şi asupra vitezei de comutare, alegerea optimă a parametrilor schemei şi recomandările practice corespunzătoare. Prezentul articol are ca obiect descrierea matematică a proceselor tranzitorii care au loc în circuitul bistabil Kaenel.

Analiza regimului dinamic se va face pe baza următoarelor aproximări :

1) Dioda tunel DT şi inductanţa L (fig. 1) se presupun ideale, adică se neglijează elementele lor parazite.

2) La intrarea circuitului bistabil acţionează generatorul de curent $i_s(t)$ care furnizează im-

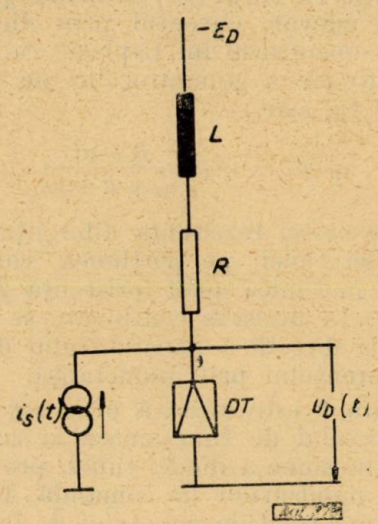


Fig. 1

pulsuri bipolare de durată infinit mică şi amplitudini I_{s+}, respectiv I_{s-} (fig. 2, *a*).

De remarcat că variaţia curentului prin inductanţă este dată, în principal, de schimbarea stării diodei tunel şi, într-o măsură considerabil mai mică, de acţiunea directă a generatorului

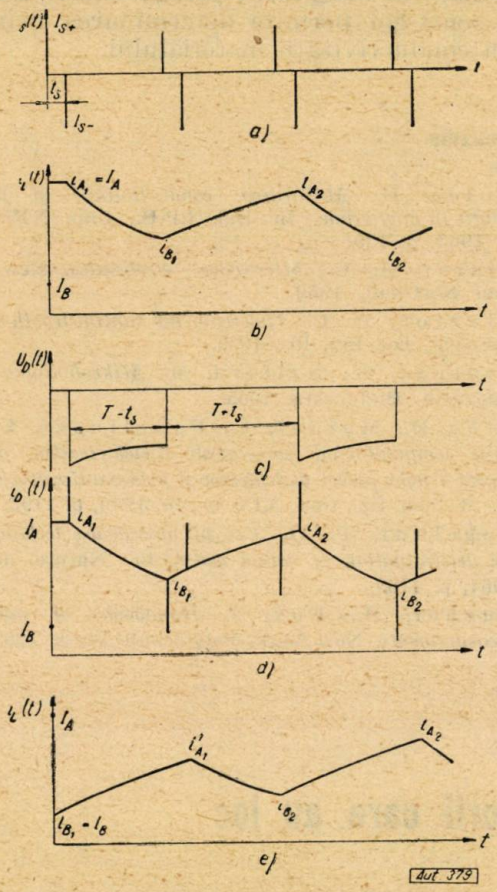


Fig. 2

$i_s(t)$; practic, curentul $i_s(t)$ se închide prin dioda tunel. În adevăr, curentul prin dioda tunel $i_D(p)$ (p — operatorul lui Laplace) ca urmare a acţiunii directe a generatorului de impulsuri bipolare $i_s(p)$ este:

$$i_D(p) = i_s(p)\frac{R + pL}{r_D + R + pL},$$

şi cum de obicei rezistenţa diferenţială medie r_D a diodei tunel, pe porţiunea considerată, este mult mai mică decît rezistenţa R, rezultă $i_D(t) \simeq i_s(t)$. De aceea în continuare se va neglija contribuţia directă a generatorului de semnal asupra curentului prin inductanţă.

În figura 3 este arătată prin săgeţi traiectoria punctului de funcţionare la schimbarea stării de tensiune a diodei tunel, provocată de acţiunea impulsurilor de comandă. Dacă A şi B reprezintă poziţiile punctului de funcţionare în regim static, alese în modul indicat în [3], atunci în regim dinamic punctul de funcţionare se deplasează prin salt din A în A'; în continuare parcurge porţiunea $A'B$, iar din B are loc saltul în B', ciclul închizîndu-se prin parcurgerea porţiunii $B'A$. (Aici s-a presupus perioada impulsurilor de comandă mult mai mare decît constantele de timp ale circuitului.)

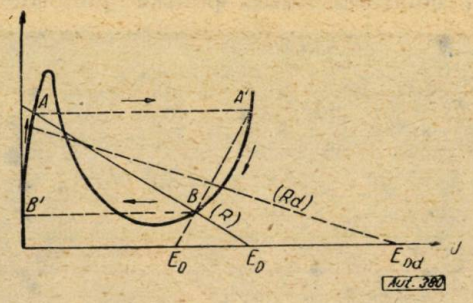


Fig. 3

3) Caracteristica voltamperică a diodei tunel se aproximează pe porţiunea $B'A$ prin rezistenţa diferenţială medie r_A, iar pe porţiunea $A'B$ prin rezistenţa diferenţială medie r_B şi sursa de tensiune E_0 a cărei valoare este determinată de intersecţia dreptei, care trece prin punctele A' şi B, cu axa absciselor (fig. 3).

Prin urmare, pentru calculul proceselor tranzitorii pe porţiunile $B'A$, respectiv $A'B$, se pot folosi schemele echivalente din figura 4, respectiv figura 5. În aceste scheme, $i_L(o)$ reprezintă curentul prin inductanţa L

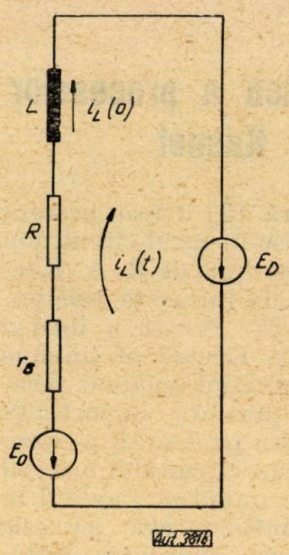


Fig. 4

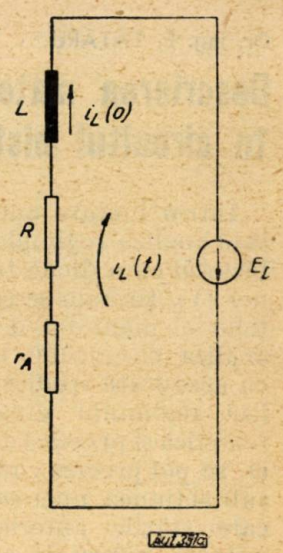


Fig. 5

în momentul comutării diodei tunel pe porţiunea dată.

Deocamdată se presupune că amplitudinile impulsurilor bipolare I_{s+}, I_{s-}, intervalul de timp t_s între impulsurile pozitiv şi negativ, perioada de repetiţie T a impulsurilor bipolare şi constantele de timp $\tau_A = L/(r_A + R)$, $\tau_B = L/(r_B + R)$ sînt astfel încît sînt îndeplinite condiţiile de funcţionare corectă a circuitului bistabil.

În cazul sensurilor tensiunii E_D şi generatorului $i_s(t)$ arătate în figura 1 şi figura 2, *a* se poate afirma că dioda tunel va fi comutată în starea de înaltă tensiune de către impulsurile negative, iar în starea de joasă tensiune de impulsurile pozitive.

Fie A — poziţia iniţială a punctului de funcţionare pe caracteristica voltamperică a diodei tunel, I_A respectiv I_B — curenţii prin dioda tunel, în regim static, corespunzători stării de joasă tensiune, respectiv înaltă tensiune, şi i_{An} — curentul prin inductanţă în momentul celei de a n-a comutări a diodei tunel din starea de joasă tensiune în starea de înaltă tensiune, respectiv i_{Bn} — curentul prin inductanţă în momentul celei de a n-a comutări din starea de înaltă tensiune în starea de joasă tensiune. Atunci, se poate afirma că dioda tunel se va găsi în starea de înaltă tensiune în intervalul de timp :

$$2kT + t_s \leqslant t \leqslant (2k+1)\,T,$$

adică $(T - t_s)$, şi în starea de joasă tensiune în intervalul de timp :

$$(2k+1)\,T \leqslant t \leqslant (2k+2)\,T + t_s,$$

adică $(T + t_s)$. Numărul k ia valorile 0, 1, 2, 3, 4, 5, . . .

Folosind pentru calculul procesului tranzitoriu, în cazul în care dioda tunel se găseşte în starea de înaltă tensiune, schema echivalentă din figura 5 şi luînd $i_L(o) = i_{An}$, se obţine :

$$i_L(t) = I_B\left[1 - e^{-\frac{t-(2kT+t_s)}{\tau_B}}\right] + i_{An} \times \times e^{-\frac{t-(2kT+t_s)}{\tau_B}},$$

care pentru $t = (2k+1)T$ devine :

$$i_{Bn} = I_B\left[1 - e^{-\frac{T-t_s}{\tau_B}}\right] + i_{An} \cdot e^{-\frac{T-t_s}{\tau_B}}. \qquad (1)$$

Utilizînd pentru calculul procesului tranzitoriu, în cazul în care dioda tunel se găseşte în starea de joasă tensiune, schema echivalentă din figura 4 şi luînd $i_L(o) = i_{Bn}$, se deduce :

$$i_L(t) = I_A\left[1 - e^{-\frac{t-(2k+1)T}{\tau_A}}\right] + i_{Bn} \times \times e^{-\frac{t-(2k+1)T}{\tau_A}},$$

care pentru $t = (2k+2)\,T + t_s$ devine :

$$i_{A(n+1)} = I_A\left[1 - e^{-\frac{T+t_s}{\tau_A}}\right] + i_{Bn} \times \times e^{-\frac{T+t_s}{\tau_A}}. \qquad (2)$$

Problema care se pune acum este determinarea expresiilor curenţilor i_{An} şi i_{Bn} în funcţie de mărimile I_A, I_B, T, t_s, τ_A şi τ_B.

Notînd :

$$A = I_A\left(1 - e^{-\frac{T+t_s}{\tau_A}}\right) + I_B\left(1 - e^{-\frac{T-t_s}{\tau_B}}\right) \times \times e^{-\frac{T+t_s}{\tau_A}};$$

$$B = I_A\left(1 - e^{-\frac{T+t_s}{\tau_A}}\right) \cdot e^{-\frac{T-t_s}{\tau_B}} + I_B \times \times \left(1 - e^{-\frac{T-t_s}{\tau_B}}\right);$$

$$\lambda = e^{-\frac{T+t_s}{\tau_A}} \cdot e^{-\frac{T-t_s}{\tau_B}},$$

din relaţiile (1) şi (2) rezultă :

$$i_{A(n+1)} = A + \lambda i_{An} \qquad (3)$$

şi dacă se scrie relaţia (1) pentru $(n+1)$, rezultatul înlocuindu-se în relaţia (2) se găseşte :

$$i_{B(n+1)} = B + \lambda\, i_{Bn}. \qquad (4)$$

Scriind relaţia (3) pentru $(n+2)$ şi scăzînd din rezultatul obţinut relaţia (3), se deduce :

$$i_{A(n+2)} = (1+\lambda)\, i_{A(n+1)} - \lambda\, i_{An}. \qquad (5)$$

Analog se obţine :

$$i_{B(n+2)} = (1+\lambda)\, i_{B(n+1)} - \lambda i_{Bn}. \qquad (6)$$

Pe baza relaţiilor de recurenţă (5) şi (6), ţinînd seamă de condiţia iniţială $i_{A1} = I_A$, se deduce (vezi anexa A) :

$$i_{An} = I_A \cdot e^{-(n-1)\cdot\frac{T+t_s}{\tau_A}} \cdot e^{-(n-1)\cdot\frac{T-t_s}{\tau_B}} + \left[I_A\left(1 - e^{-\frac{T+t_s}{\tau_A}}\right) + I_B\left(1 - e^{-\frac{T-t_s}{\tau_B}}\right) \cdot e^{-\frac{T+t_s}{\tau_A}}\right] \times \times \frac{1 - e^{-(n-1)\cdot\frac{T+t_s}{\tau_A}} \cdot e^{-(n-1)\cdot\frac{T-t_s}{\tau_B}}}{1 - e^{-\frac{T+t_s}{\tau_A}} \cdot e^{-\frac{T-t_s}{\tau_B}}}; \qquad (7)$$

$$i_{Bn} = \left[I_A \cdot e^{-\frac{T-t_s}{\tau_B}} + I_B\left(1 - e^{-\frac{T-t_s}{\tau_B}}\right)\right] \times \times e^{-(n-1)\cdot\frac{T+t_s}{\tau_A}} \cdot e^{-(n-1)\cdot\frac{T-t_s}{\tau_B}} + \left[I_A\left(1 - e^{-\frac{T+t_s}{\tau_A}}\right) \cdot e^{-\frac{T-t_s}{\tau_B}} + I_B\left(1 - e^{-\frac{T-t_s}{\tau_B}}\right)\right] \times \times \frac{1 - e^{-(n-1)\cdot\frac{T+t_s}{\tau_A}} \cdot e^{-(n-1)\cdot\frac{T-t_s}{\tau_B}}}{1 - e^{-\frac{T+t_s}{\tau_A}} \cdot e^{-\frac{T-t_s}{\tau_B}}}. \qquad (8)$$

În regim staţionar valorile curenţilor prin inductanţă, în momentele comutării, se obţin din relaţiile (7) şi (8), punînd $n \to \infty$ şi ţinînd seamă că $\lambda < 1$. Rezultă :

$$i_{A\infty} = \frac{I_A\left(1 - e^{-\frac{T+t_s}{\tau_A}}\right) + I_B\left(1 - e^{-\frac{T-t_s}{\tau_B}}\right).e^{-\frac{T+t^s}{\tau_A}}}{1 - e^{-\frac{T+t_s}{\tau_A}}.e^{-\frac{T-t_s}{\tau_B}}}; \tag{9}$$

$$i_{B\infty} = \frac{I_A\left(1 - e^{-\frac{T+t_s}{\tau_A}}\right).e^{-\frac{T-t_s}{\tau_B}} + I_B\left(1 - e^{-\frac{T-t_s}{\tau_B}}\right)}{1 - e^{-\frac{T+t_s}{\tau_A}}.e^{-\frac{T-t_s}{\tau_B}}}. \tag{10}$$

Din relaţiile (7)—(10) se deduce că pentru $T > t_s$ sînt adevărate următoarele relaţii :

$$i_{An} - i_{A(n+1)} = (I_A - I_B)\left(1 - e^{-\frac{T-t_s}{\tau_B}}\right) \times \times e^{-n\frac{T+t_s}{\tau_A}}.e^{-(n-1)\frac{T-t_s}{\tau_B}} > 0; \tag{11}$$

$$i_{Bn} - i_{B(n+1)} = (I_A - I_B)\left(1 - e^{-\frac{T-t_s}{\tau_B}}\right) \times \times e^{-n\frac{T+t_s}{\tau_A}}.e^{-n\frac{T-t_s}{\tau_B}} > 0; \tag{12}$$

$$I_A - i_{A\infty} = (I_A - I_B)\frac{e^{-\frac{T+t_s}{\tau_A}}.\left(1 - e^{-\frac{T-t_s}{\tau_B}}\right)}{1 - e^{-\frac{T+t_s}{\tau_A}}.e^{-\frac{T-t_s}{\tau_B}}} > 0; \tag{13}$$

$$i_{B\infty} - I_B = (I_A - I_B)\frac{\left(1 - e^{-\frac{T+t_s}{\tau_A}}\right).e^{-\frac{T-t_s}{\tau_B}}}{1 - e^{-\frac{T+t_s}{\tau_A}}.e^{-\frac{T-t_s}{\tau_B}}} > 0; \tag{14}$$

$$i_{A\infty} - i_{B\infty} = = (I_A - I_B)\frac{\left(1 - e^{-\frac{T+t_s}{\tau_A}}\right).\left(1 - e^{-\frac{T-t_s}{\tau_B}}\right)}{1 - e^{-\frac{T+t_s}{\tau_A}}.e^{-\frac{T-t_s}{\tau_B}}} > 0; \tag{15}$$

$$\frac{i_{An} - i_{A(n+1)}}{i_{Bn} - i_{B(n+1)}} = \frac{1}{e^{-\frac{T-t_s}{\tau_B}}}. \tag{16}$$

Relaţiile de recurenţă (1)—(6) arată că, dacă la intrarea circuitului bistabil Kaenel, acţionează o serie de impulsuri, atunci există legătură între stările anterioare şi viitoare ale diodei tunel. Evident, numai pe baza acestei legături se poate face cu rigurozitate descrierea matematică a proceselor tranzitorii. Din relaţiile (7)—(16) se poate conchide că, în cazul în care A este poziţia iniţială a punctului de funcţionare, în timpul proceselor de comutare are loc descreşterea curenţilor i_{An}, respectiv i_{Bn}, tinzînd spre valorile corespunzătoare regimului staţionar $i_{A\infty}$, respectiv $i_{B\infty}$, şi atunci cînd T tinde spre t_s diferenţele $[i_{An} - i_{A(n+1)}]$, $[i_{Bn} - i_{B(n+1)}]$ tind spre zero, iar $i_{A\infty}$ şi $i_{B\infty}$ spre I_A. Aşadar, mărimile corespunzătoare regimului staţionar diferă de cele corespunzătoare regimului static. Ţinînd seamă de aceste relaţii şi că pentru $T > t_s$:

$$i_{An} - i_{Bn} = (I_A - I_B)\left(1 - e^{-\frac{T-t_s}{\tau_B}}\right) \times \times \left[\left(1 - e^{-\frac{T+t_s}{\tau_A}}\right)\frac{1 - \lambda^{n-1}}{1-\lambda} + \lambda^{n-1}\right] > 0,$$

se poate scrie :

$$\begin{gathered} I_A = i_{A1} > i_{A2} > \ldots > i_{An} > \ldots > i_{A\infty}; \\ i_{B1} > i_{B2} > \ldots > i_{Bn} > \ldots > i_{B\infty} > I_B; \\ i_{An} > i_{Bn}; \\ i_{A\infty} > i_{B\infty}; \\ i_{An} - i_{A(n+1)} > i_{Bn} - i_{B(n+1)}. \end{gathered} \tag{17}$$

Relaţiile obţinute mai sus dau imaginea proceselor de comutare în cazul în care A este poziţia iniţială a punctului de funcţionare. Mai mult, utilitatea lor se va vedea la determinarea vitezei de comutare. În figura 2, *b*, respectiv 2, *c*, este arătată variaţia în timp a curentului $i_L(t)$ prin inductanţă, respectiv a tensiunii $u_D(t)$ pe dioda tunel. De remarcat că forma tensiunii pe dioda tunel se deosebeşte de forma dreptunghiulară ideală, ceea ce se explică prin forma caracteristicii voltamperice a diodei tunel şi procesul tranzitoriu condiţionat de prezenţa inductanţei L. Variaţia în timp a curentului $i_D(t)$ prin dioda tunel este arătată în figura 2, *d*.

Acum, fie B poziţia iniţială a punctului de funcţionare. În acest caz, mărimilor caracteristice va fi afectat semnul ('). Calculul este analog cazului precedent, schimbîndu-se numai condiţia iniţială, aceasta fiind $i'_{B1} = I_B$. Se obţine :

$$i'_{An} = \left[I_A\left(1 - e^{-\frac{T+t_s}{\tau_A}}\right) + I_B e^{-\frac{T+t_s}{\tau_A}}\right].e^{-(n-1)\frac{T+t_s}{\tau_A}} \times \times e^{-(n-1)\frac{T-t_s}{\tau_B}} + \left[I_A\left(1 - e^{-\frac{T+t_s}{\tau_A}}\right) + I_B\left(1 - e^{-\frac{T-t_s}{\tau_B}}\right).e^{-\frac{T+t_s}{\tau_A}}\right] \times \times \frac{1 - e^{-(n-1)\frac{T+t_s}{\tau_A}}.e^{-(n-1)\frac{T-t_s}{\tau_B}}}{1 - e^{-\frac{T+t_s}{\tau_A}}.e^{-\frac{T-t_s}{\tau_B}}}$$

şi :

$$i'_{Bn} = I_B e^{-(n-1)\frac{T+t_s}{\tau_A}} \cdot e^{-(n-1)\frac{T-t_s}{\tau_B}} + \left[I_A \left(1 - e^{-\frac{T+t_s}{\tau_A}}\right) \cdot e^{-\frac{T-t_s}{\tau_B}} + I_B \left(1 - e^{-\frac{T-t_s}{\tau_B}}\right) \right] \times \frac{1 - e^{-(n-1)\frac{T+t_s}{\tau_A}} \cdot e^{-(n-1)\frac{T-t_s}{\tau_B}}}{1 - e^{-\frac{T+t_s}{\tau_A}} \cdot e^{-\frac{T-t_s}{\tau_B}}}. \quad (19)$$

Valorile $i'_{A\infty}$ şi $i'_{B\infty}$, corespunzătoare regimului staţionar, se obţin din relaţiile (18) şi (19) punînd $n \to \infty$ şi ţinînd seamă că $\lambda < 1$. Comparînd rezultatele obţinute astfel cu relaţiile (9) şi (10), rezultă :

$$\begin{aligned} i_{A\infty} &= i'_{A\infty}; \\ i_{B\infty} &= i'_{B\infty}, \end{aligned} \quad (20)$$

adică valorile mărimilor caracteristice în regim staţionar nu depind de poziţia iniţială a punctului de funcţionare. Pe baza relaţiilor (18) şi (19), pentru $T > t_s$, se poate scrie :

$$i'_{An} - i'_{A(n+1)} = -(I_A - I_B)\left(1 - e^{-\frac{T+t_s}{\tau_A}}\right) \times e^{-n\frac{T+t_s}{\tau_A}} \cdot e^{-n\frac{T-t_s}{\tau_B}} < 0; \quad (21)$$

$$i'_{Bn} - i'_{B(B+1)} = -(I_A - I_B)\left(1 - e^{-\frac{T+t_s}{\tau_A}}\right) \times e^{-(n-1)\frac{T+t_s}{\tau_A}} \cdot e^{-n\frac{T-t_s}{\tau_B}} < 0; \quad (22)$$

$$\frac{i'_{An} - i'_{A(n+1)}}{i'_{Bn} - i'_{B(n+1)}} = e^{-\frac{T+t_s}{\tau_A}}. \quad (23)$$

Deci, în cazul în care B este poziţia iniţială a punctului de funcţionare, în timpul proceselor de comutare are loc creşterea curenţilor i'_{An}, respectiv i'_{Bn}, tinzînd spre valorile de regim staţionar $i'_{A\infty}$, respectiv $i'_{A\infty}$. Ţinînd seamă de relaţiile (20)—(23) şi că pentru $T > t_s$:

$$i'_{An} - i'_{Bn} = (I_A - I_B)\left(1 - e^{-\frac{T+t_s}{\tau_A}}\right) \times \left[\left(1 - e^{-\frac{T-t_s}{\tau_B}}\right) \frac{1 - \lambda^{n-1}}{1 - \lambda} + \lambda^{n-1}\right] > 0,$$

se poate scrie :

$$\begin{aligned} &i'_{A1} < i'_{A2} < \ldots < i'_{An} < \ldots < i'_{A\infty} = i_{A\infty} < I_A; \\ &I_B = i'_{B1} < i'_{B2} < \ldots < i'_{Bn} < \ldots < i'_{B\infty} = i_{B\infty}; \\ &i'_{An} > i'_{Bn}; \\ &i'_{A(n+1)} - i'_{An} < i'_{B(n+1)} - i'_{Bn}. \end{aligned} \quad (24)$$

Aceste relaţii dau imaginea proceselor de comutare în cazul în care B este poziţia iniţială a punctului de funcţionare. În figura 2, *e* este arătată variaţia în timp a curentului $i_L(t)$ prin inductanţă, corespunzătoare acestui caz.

Din relaţiile (7)—(10) şi (18)—(20) rezultă :

$$\frac{i_{A1} - i_{An}}{i_{A1} - i_{A\infty}} = \frac{i_{B1} - i_{Bn}}{i_{B1} - i_{B\infty}} = \frac{i'_{An} - i'_{A1}}{i'_{A\infty} - i'_{A1}} = \frac{i'_{Bn} - i'_{B1}}{i'_{B\infty} - i'_{B1}} = 1 - e^{-(n-1)\frac{T+t_s}{\tau_A}} \cdot e^{-(n-1)\frac{T-t_s}{\tau_B}}. \quad (25)$$

Valoarea rapoartelor (25) poate fi folosită ca măsură a duratei proceselor tranzitorii de stabilire a regimului staţionar.

Faptul că mărimile corespunzătoare regimului staţionar $i_{A\infty}$, respectiv $i_{B\infty}$, diferă de valorile corespunzătoare regimului static I_A, respectiv I_B, este echivalent cu introducerea rezistenţei dinamice R_d şi a tensiunii electromotoare dinamice E_{Dd} în locul rezistenţei R a inductanţei L şi a tensiunii electromotoare E_D (fig. 3 — linia întreruptă). În anexa B se arată că aceste mărimi echivalente au expresiile :

$$R_d \simeq \frac{1 - e^{-\frac{T+t_s}{\tau_A}} \cdot e^{-\frac{T-t_s}{\tau_B}}}{\left(1 - e^{-\frac{T+t_s}{\tau_A}}\right)\left(1 - e^{-\frac{T-t_s}{\tau_B}}\right)} + r_A \frac{e^{-\frac{T+t_s}{\tau_A}}}{1 - e^{-\frac{T+t_s}{\tau_A}}} + r_B \frac{e^{-\frac{T-t_s}{\tau_B}}}{1 - e^{-\frac{T-t_s}{\tau_B}}}; \quad (26)$$

$$E_{Dd} \simeq \frac{E_D}{1 - e^{-\frac{T-t_s}{\tau_B}}} + \frac{(E_D - E_0) e^{-\frac{T+t_s}{\tau_A}}}{1 - e^{-\frac{T+t_s}{\tau_A}}}. \quad (27)$$

Din relaţiile (26) şi (27) se vede că rapoartele (R_d/R), (E_{Dd}/E_D) sînt cu atît mai mari cu cît perioada de repetiţie T a impulsurilor bipolare este mai mică, şi cînd T tinde spre t_s mărimile E_{Dd} şi R_d tind spre infinit.

În cazul inversării polarităţii impulsurilor bipolare de comandă se obţin rezultate analoge, cu observaţia că în acest caz dioda tunel se află în starea de înaltă tensiune în intervalul de timp $(T + t_s)$, iar în starea de joasă tensiune în intervalul de timp $(T - t_s)$ şi, prin urmare, în formulele găsite anterior trebuie înlocuit $(T - t_s)$ prin $(T + t_s)$ şi invers. Făcînd aceste înlocuiri se poate vedea că rămîn valabile relaţiile (17) şi (24), dar spre deosebire de cazul precedent mărimile $i_{A\infty}$ şi $i_{B\infty}$, corespunzătoare regimului staţionar, tind spre I_B atunci cînd T tinde spre t_s.

În concluzie se poate afirma că descrierea matematică a proceselor tranzitorii prezentată mai sus, pe baza unor idealizări, reuşeşte să redea fenomenele fizice principale care au loc la comutarea repetată a circuitului bistabil Kaenel. Metoda de calcul folosită se bazează pe relaţii de recurenţă, adică pe legătura dintre stările anterioare şi viitoare ale diodei tunel. Relaţiile cantitative obţinute arată că procesele tranzitorii pot să nu se termine

într-o singură perioadă. Mărimile corespunzătoare regimului staţionar nu depind de poziţia iniţială a punctului de funcţionare şi diferă de cele corespunzătoare regimului static. Relaţiile obţinute în acest articol reflectă specificul circuitului Kaenel faţă de circuitele bistabile cu tuburi electronice sau transistoare. Ele îşi vor dovedi şi mai mult utilitatea la elucidarea unei probleme de cea mai mare importanţă, şi anume determinarea vitezei de comutare. La determinarea vitezei de comutare trebuie avute în vedere expresiile curenţilor i_{An}, i_{Bn}, i'_{An}, i'_{Bn}, respectiv $i_{A\infty}$, $i_{B\infty}$, pentru cele două polarităţi ale semnalului de comandă, relaţiile care există între aceste mărimi pentru diverse valori ale numărului n şi influenţa toleranţelor asupra mărimilor caracteristice. Procedînd astfel se vor putea determina şi condiţiile impuse semnalelor de comandă.

ANEXA A

După cum se ştie (vezi de exemplu [2]) se poate găsi termenul general al unui şir recurent $\{U_n\}$ pentru care este valabilă relaţia de recurenţă :

$$u_{n+k} = a_1 u_{n+k-1} + a_2 u_{n+k-2} + \ldots + a_k u_n, \quad (A.1)$$

determinînd rădăcinile $q_1, q_2, \ldots, q_k$ ale ecuaţiei caracteristice care derivă din relaţia (1) şi anume :

$$q^k = a_1 q^{k-1} + a_2 q^{k-2} + \ldots + a_k . \quad (A.2)$$

Dacă aceste rădăcini sînt distincte, termenul general are expresia :

$$u_n = \alpha_1 q_1^{n-1} + \alpha_2 q_2^{n-1} + \ldots + \alpha_k q_k^{n-1}, \quad (A.3)$$

în care $\alpha_1, \alpha_2, \ldots \alpha_k$ sînt constante ce se determină din sistemul de ecuaţii :

$$\begin{aligned} &\alpha_1 + \alpha_2 + \ldots + \alpha_k = u_1 ; \\ &\alpha_1 q_1 + \alpha_2 q_2 + \ldots + \alpha_k q_k = u_2 ; \\ &\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots \\ &\alpha_1 q_1^{k-1} + \alpha_2 q_2^{k-1} + \ldots + \alpha_k q_k^{k-1} = u_k . \end{aligned} \quad (A.4)$$

În cazul particular al relaţiilor de recurenţă (5) şi (6), ecuaţia caracteristică (A.2) ia forma :

$$q^2 = (1 + \lambda) q - \lambda$$

avînd rădăcinile :

$$q_1 = 1 \quad \text{şi} \quad q_2 = \lambda. \quad (A.5)$$

În cazul în care A este poziţia iniţială a punctului de funcţionare :

$$i_{A1} = I_A, \quad (A.6)$$

iar din relaţiile (3), (1) şi (4) rezultă :

$$i_{A2} = A + \lambda I_A ; \quad (A.7)$$

$$i_{B1} = B + \lambda I_A ; \quad (A.8)$$

$$i_{B2} = B + \lambda B + \lambda^2 I_A. \quad (A.9)$$

Rezolvînd sistemul de ecuaţii (A.4) corespunzător şirului $\{i_{An}\}$, avînd în vedere relaţiile (A.6), (A.7) şi (A.5), se obţine :

$$i_{An} = A \frac{1 - \lambda^{n-1}}{1 - \lambda} + I_A \lambda^{n-1} . \quad (A.10)$$

Procedînd analog pentru şirul $\{i_{Bn}\}$, ţinînd seamă de relaţiile (A.8), (A.9) şi (A.5), se găseşte :

$$i_{Bn} = B \frac{1 - \lambda^{n-1}}{1 - \lambda} + (B + \lambda I_A) \lambda^{n-1}. \quad (A.11)$$

În cazul în care B este poziţia iniţială a punctului iniţial de funcţionare se găseşte prin analogie :

$$i'_{An} = A \frac{1 - \lambda^{n-1}}{1 - \lambda} + (A + \lambda I_B) \lambda^{n-1} \quad (A.12)$$

şi :

$$i'_{Bn} = B \frac{1 - \lambda^{n-1}}{1 - \lambda} + I_B \lambda^{n-1}. \quad (A.13)$$

ANEXA B

Rezistenţa dinamică R_d şi tensiunea electromotoare în regim dinamic E_{Dd} se deduc din condiţia ca dreapta ce are panta $(1/R_d)$ intersectînd axa absciselor în punctul E_{Dd} să traverseze caracteristica voltamperică a diodei tunel în punctele de ordonată $i_{A\infty}$ şi $i_{B\infty}$, ceea ce matematic se scrie astfel :

$$\begin{aligned} E_{Dd} &= (r_A + R_d)\, i_{A\infty} ; \\ E_{Dd} - E_0 &= (r_B + R_d)\, i_{B\infty}. \end{aligned} \quad (B.1)$$

Pe baza schemelor echivalente din figurile 4 şi 5 se găseşte :

$$E_0 = I_A (R + r_A) - I_B (R + r_B). \quad (B.2)$$

Scăzînd între ele ecuaţiile sistemului (B.1) şi înlocuind E_0 prin expresia găsită (B.2), se obţine :

$$\begin{aligned} R (I_A - I_B) + r_A (I_A - i_{A\infty}) + r_B (i_{B\infty} - I_B) = \\ = R_d (i_{A\infty} - i_{B\infty}). \end{aligned} \quad (B.3)$$

Ţinînd seamă de relaţiile (13)—(15), rezultă imediat :

$$\begin{aligned} R_d = R \frac{1 - e^{-\frac{T+t_s}{\tau_A}} \cdot e^{-\frac{T-t_s}{\tau_B}}}{\left(1 - e^{-\frac{T+t_s}{\tau_A}}\right)\left(1 - e^{-\frac{T-t_s}{\tau_B}}\right)} + r_A \frac{e^{-\frac{T+t_s}{\tau_A}}}{1 - e^{-\frac{T+t_s}{\tau_A}}} + \\ + r_B \frac{e^{-\frac{T-t_s}{\tau_B}}}{1 - e^{-\frac{T-t_s}{\tau_B}}} . \end{aligned} \quad (B.4)$$

Din relaţiile (B.1) şi (B.4), avînd în vedere că :

$$\frac{r_B - r_A}{R + r_A} \cdot \frac{\left(1 - e^{-\frac{T+t_s}{\tau_A}}\right) e^{-\frac{T-t_s}{\tau_B}}}{1 - e^{-\frac{T+t_s}{\tau_A}} \cdot e^{-\frac{T-t_s}{\tau_B}}} << 1$$

$$\frac{r_B - r_A}{R + r_B} \cdot \frac{1 - e^{-\frac{T-t_s}{\tau_B}}}{1 - e^{-\frac{T+t_s}{\tau_A}} \cdot e^{-\frac{T-t_s}{\tau_B}}} << 1 ,$$

se poate scrie cu o bună aproximaţie :

$$E_{Dd} \simeq \frac{E_D}{1 - e^{-\frac{T-t_s}{\tau_B}}} + \frac{(E_D - E_0)\, e^{-\frac{T+t_s}{\tau_A}}}{1 - e^{-\frac{T+t_s}{\tau_A}}} . \quad (B.5)$$

BIBLIOGRAFIE

[1] Kaenel, R. A. *One-tunnel-diode flip-flop.* In : Proc. I.R.E., nr. 3, 1961, p. 671.

[2] Markuşevici, A. I. *Şiruri recurente.* Bucureşti, Ed. tehnică, 1953.

[3] Tătaru, E. *Analiza regimului static în cazul circuitului bistabil cu o diodă tunel.* In : Automatica şi Electronica, nr. 4, 1966, p. 175—178.

Ing. A. T. MURGAN

Unele probleme de modelare tratate prin metoda grafurilor

Un graf de fluenţă sau o diagramă de trecere a semnalelor este o reprezentare simbolică a relaţiilor dintre semnalele unui sistem [1], [2]. Grafurile de fluenţă sînt puse în corespondenţă cu un sistem de ecuaţii algebrice fiind modelele lor topologice şi conţinînd ca informaţie doar sistemul respectiv de ecuaţii.

Ele reprezintă un instrument eficace şi operativ în analiza sistemelor de transmisiune a informaţiei.

În cele ce urmează se prezintă un mod posibil de tratare mai operativă a unor probleme de modelare şi de simulare a sistemelor fizice cu ajutorul grafurilor.

1. Grafuri cvadripolare şi simularea directă a sistemelor

Simularea unui sistem fizic printr-un calculator analogic necesită scrierea ecuaţiilor care descriu sistemul; apoi se stabileşte schema de modelare a acestor ecuaţii pe calculator. În multe cazuri acest procedeu devine laborios. Pentru sistemele fizice care pot fi considerate ca formate din elemente simple conectate, metoda mai jos prezentată elimină scrierea ecuaţiilor şi permite să se treacă direct de la sistemul studiat la o schemă de modelare pe calculator [3]. Fiecare element al sistemului este reprezentat printr-o unitate a calculatorului, astfel ca toate variabilele la borne să fie puse în evidenţă ca în graful reprezentativ al acestui element. Unităţile operaţionale sînt apoi conectate ca elementele sistemului fizic cu ajutorul regulilor de conexiune ale grafurilor. Se pot conserva toate variabilele sau numai unele, iar parametrii distincţi ai sistemului fizic se reprezintă fiecare printr-un element pe calculator. Se poate trasa direct, pornind de la graf, schema reţelelor electrice analoge problemei fizice. Metoda poate fi folosită pentru toate problemele fizice cu parametrii concentraţi. Simularea directă este posibilă ori de cîte ori se poate stabili izomorfismul variabilelor unui sistem şi ale unui graf orientat. Aceasta este valabil pentru toate sistemele definite prin două tipuri de variabile scalare, astfel încît:

a) sistemul să fie format prin reuniunea unor elemente care se definesc cu ajutorul unor asemenea variabile scalare. Cele două tipuri de variabile reprezintă cantităţi măsurabile, cel puţin teoretic, fie cu un instrument conectat în serie cu elementul considerat, fie cu un instrument conectat la bornele elementului. Curentul electric, fluxul termic sau hidraulic sînt cantităţi de primul tip, în timp ce viteza, deplasarea relativă, diferenţa de presiune sau de temperatură, tensiunea electrică sînt cantităţi de tipul al doilea („through variables" şi „across variables");

b) aceste variabile trebuie să definească proprietăţile dinamice ale fiecărei părţi a sistemului cînd se cunosc parametrii respectivi;

c) variabilele de primul tip sînt supuse unei legi de incidenţă analogă legii curenţilor lui Kirchhoff; variabilele de tipul al doilea sînt supuse unei legi de buclă analogă celeilalte legi a lui Kirchhoff.

Grafurile se folosesc numai ca modele analogice şi nu sînt reduse sau transformate în rezolvarea simulării directe. Aceste grafuri pot conţine arce de transmitanţe neliniare sau variabile în timp.

1.1. *Grafurile de fluenţă ale cvadripolilor elementari*

Cvadripolii elementari conţin un singur element. Ei sînt importanţi în simularea directă unde se înlocuieşte fiecare element al sistemului de studiat printr-o unitate operaţională corespunzătoare. Deoarece ecuaţiile elementelor mecanice: masă, resort şi amortizor sînt analoge ecuaţiilor cu elemente electrice, grafurile lor sînt asemănătoare. În figurile 1, 2, 3 sînt reprezentaţi cvadripolii elementari mecanici şi cei electrici în cele două sisteme.

1.2. *Grafurile de fluenţă ale operatorilor elementari*

Pentru a trece direct de la un sistem fizic la un model corespunzător pe calculatorul analogic se consideră sistemul format din structuri elementare în formă de cvadripoli,

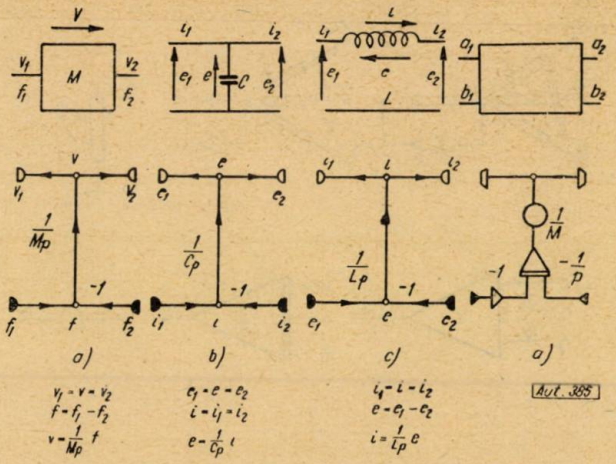


Fig. 1

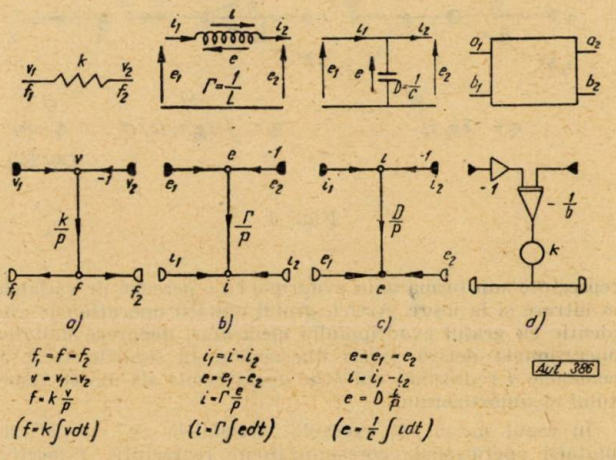


Fig. 2

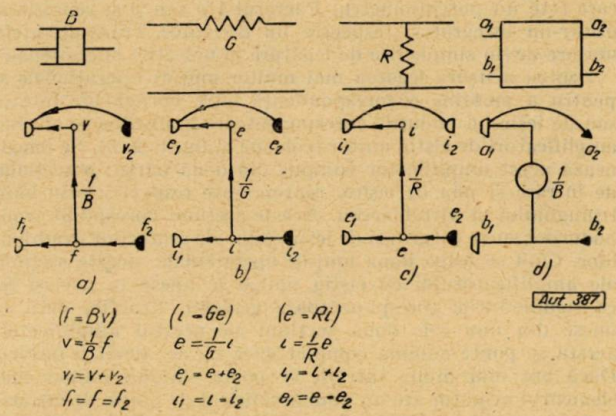


Fig. 3

acestea punîndu-se în corespondenţă cu cîte o unitate operaţională.

O unitate operaţională constă într-o combinaţie de operatori elementari conectaţi, astfel încît să simuleze elementele fizice reprezentate sub formă de cvadripoli. Operatorii elementari nu reprezintă altceva decît amplificatorii operaţionali clasici, sumator şi integrator, şi potenţiometrii pentru factorii de scară (fig. 4). Unitatea operaţională trebuie să conţină operatorii elementari care simulează transmitanţe grafului elementului fizic de reprezentat şi trebuie să se

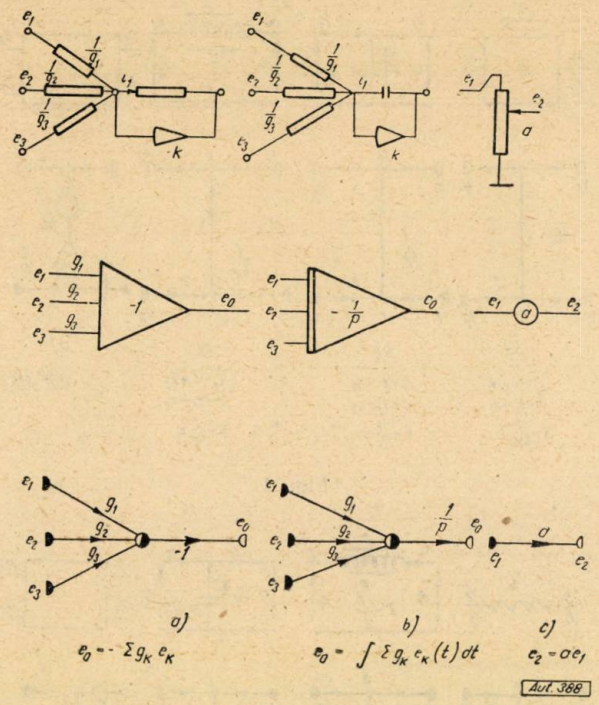


Fig. 4

reprezinte sub forma unui cvadripol cu o pereche de variabile la intrare şi la ieşire. Astfel, graful unităţii operaţionale este identic cu graful cvadripolului elementar, deoarece unitatea operaţională derivă precis din acesta. În figurile 1, 2, 3, coloanele *d* reprezintă unităţile operaţionale ale masei, resortului şi amortizorului.

În cazul masei, de exemplu, variabilele „*a*" şi „*b*" ale unităţii operaţionale corespunzătoare reprezintă, respectiv, vitezele „*v*" şi forţele „*f*", cu factorii de scară respectivi. Parametrul *M* al masei necesită un operator elementar care este un potenţiometru. Factorul $1/p$ sau p se reprezintă printr-un integrator, respectiv un derivator. Transmitanţele unitare devin simple fire de legătură în unităţile operaţionale.

Pentru a uşura legarea mai multor unităţi operaţionale şi pentru a menţine o corespondenţă între bornele de intrare sau de ieşire şi nodurile corespunzătoare grafurilor se adaugă amplificatori de cîştig unitar (coloana *d*, fig. 1, 2, 3). Se imaginează acest amplificator compus din două părţi : o secţiune de intrare şi una de ieşire, reprezentate respectiv prin baza triunghiului şi vîrful negru. Aceste secţiuni corespund seminodurilor surse (negru) şi de ieşire (alb) ale grafurilor cvadripolilor. Cînd se leagă două unităţi operaţionale, aceste secţiuni ale amplificatorului cu cîştig unitar se unesc în acelaşi fel ca seminodurile corespunzătoare grafului. Practic, dacă se unesc din nou cele două secţiuni ale acestui amplificator, acesta se poate elimina complet dacă nu are decît o intrare. Dacă are mai multe intrări, se poate elimina numai cînd elementul următor are un număr suficient de borne de intrare.

Seminodurile grafurilor cvadripolare nu reprezintă altceva decît nodurile marginale ale acestora, prin intermediul cărora se interconectează.

1.3. *Principiul simulării directe*

Simularea directă a unui sistem fizic pe un calculator analogic constă în :

a) înlocuirea fiecărui element al sistemului printr-o unitate operaţională corespunzătoare ;

b) legarea acestor unităţi pentru realizarea schemei de modelare.

Deoarece unităţile operaţionale descrise mai sus au forme identice cu grafurile cvadripolilor, ele se pot lega şi manipula ca grafurile.

Conexiunile se pot realiza suprapunînd seminodurile a două grafuri diferite sau prin juxtapunerea seminodurilor. Dacă o variabilă a reţelei este o variabilă independentă pentru mai mulţi cvadripoli, trebuie să se obţină un seminod sursă în graf după conectarea seminodurilor surse ale grafurilor individuale. Dacă, din contra, o variabilă considerată independentă pentru un cvadripol devine prin conexiune variabilă dependentă a altui cvadripol, reuniunea grafurilor va produce un nod intern prin juxtapunerea celor două seminoduri sursă şi de ieşire corespunzătoare acestei variabile.

Toate seminodurile care se suprapun trebuie să fie de acelaşi tip şi toate seminodurile care se juxtapun trebuie să fie de tipuri diferite. Pentru a stabili nodurile care trebuie suprapuse şi cele care trebuie juxtapuse se ţine seamă şi de legile lui Kirchhoff.

În figura 5, *a* se arată un exemplu format dintr-o masă *M*, un resort *K* şi un amortizor *B*. Alegem forţa f_1 şi viteza v_1

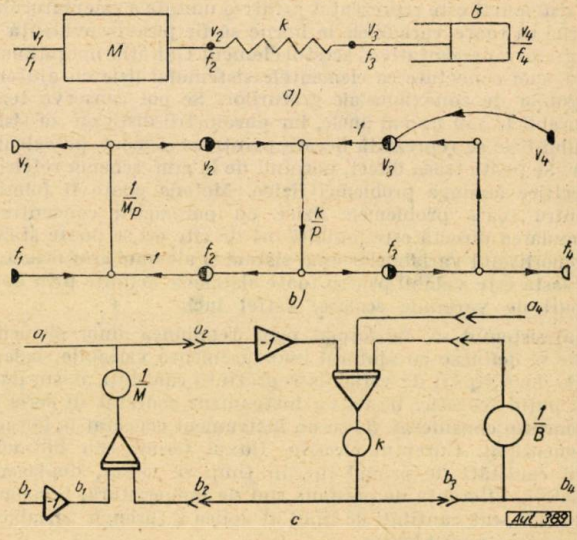


Fig. 5

variabile independente sau surse ale grafului. Un graf posibil este arătat în figura 5, *b*. În figura 5, *c* este reprezentat însuşi modelul ; amplificatorii de cîştig unitar au dispărut, deoarece s-au presupus mai multe borne de intrare pentru integratori.

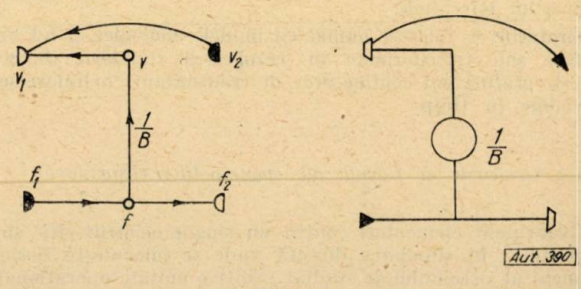


Fig. 6

În secţiunea $r_3 - f_3$ trebuie să se juxtapună seminoduri de tipuri diferite ; de aceea nu s-a ales pentru amortizor graful din figura 3, ci cel din figura 6.

2. Modelarea ecuaţiilor diferenţiale şi a sistemelor de ecuaţii diferenţiale.

În problemele de modelare a ecuaţiilor diferenţiale şi a sistemelor de ecuaţii diferenţiale se urmăreşte folosirea schemelor celor mai simple nu numai din punct de vedere al economicităţii, dar şi datorită probabilităţii mari de apariţie a erorilor în sistemele complexe. O sursă principală a erorilor este apariţia defazărilor şi derivei la legarea unui număr mare de elemente. Ca atare, integratorii redondanţi pot genera erori. În graful corespunzător ecuaţiilor diferenţiale, numărul sumatorilor este egal cu numărul nodurilor contributive, iar numărul integratorilor este egal cu numărul arcelor de transmitanţă $1/p$ (aplicaţia este transformata Laplace).

Grafurile de fluenţă indică structura schemelor de modelare, ele permiţînd unele simplificări, ca absorbţia unor noduri contributive şi eliminarea unor arce de transmitanţă $1/p$, ceea ce corespunde eliminării unor sumatori, integratori sau integratori sumatori redondanţi.

Etapele de lucru în problemele de modelare pot fi:

a) scrierea convenabilă a sistemului de ecuaţii; aceasta este necesară atît pentru obţinerea cît mai explicită a grafului, cît şi pentru evitarea instabilităţii care ar putea să apară din cauza deplasării rădăcinilor ecuaţiei caracteristice a modelului faţă de cele ale ecuaţiei caracteristice a sistemului de ecuaţii diferenţiale care caracterizează o reţea electrică sau un sistem automat. Această deplasare a rădăcinilor apare cînd în model se folosesc mai mulţi integratori pentru îndeplinirea acelor funcţii care în reţeaua iniţială se realizează de un singur element, iar aceşti integratori nu sînt identici, situaţie inerentă în practică [6];

b) trasarea grafului corespunzător sistemului de ecuaţii în imagine operaţională;

c) simplificarea grafului (dacă este posibilă);

d) trasarea schemei modelului urmărind graful simplificat (se ţine seamă de schimbarea semnului, dacă nu este prinsă pe graf).

Să modelăm sistemul:

$$\ddot{x}_1 + \dot{x}_1 + (x_1 - x_2) = f(t);$$
$$\ddot{x}_2 + \dot{x}_2 + (x_2 - x_1) = 0.$$

Explicităm pe $\ddot{x}_1$ şi $(-\ddot{x}_2)$ şi aplicăm transformata Laplace pentru condiţii iniţiale nule; obţinem:

$$p^2 x_1 = -px_1 - x_1 + x_2 + f(t);$$
$$-p^2 x_2 = px_2 - x_1 + x_2.$$

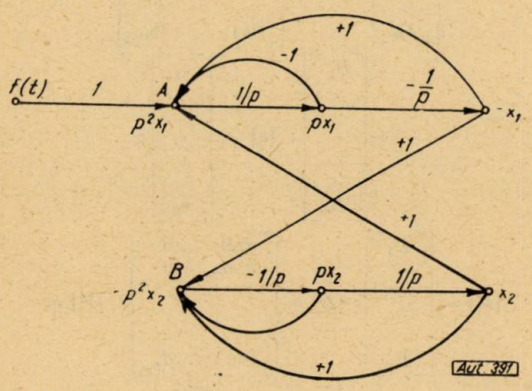


Fig. 7

Graful corespunzător este prezentat în figura 7.

Absorbţia nodurilor A şi B duce la utilizarea unor amplificatori integratori sumatori în locul amplificatorilor sumatori şi integratori în nodurile respective. Se obţine schema din figura 8.

Se poate obţine o schemă mai convenabilă cu trei integratori datorită existenţei în fiecare ecuaţie a termenului $(x_2 - x_1)$. Este mai comod să integrăm $(\dot{x}_1 - \dot{x}_2)$ într-un integrator în locul integrării separate a lui $\dot{x}_1$ şi $\dot{x}_2$ şi determinarea ulterioară a diferenţei lor. Notînd:

$$x_1 - x_2 = x_3,$$

sistemul devine:

$$\ddot{x}_1 = -\dot{x}_1 - x_3 + f(t);$$
$$-\ddot{x}_2 = \dot{x}_2 - x_3.$$

Se aplică transformata Laplace şi se trasează graful corespunzător (fig. 9).

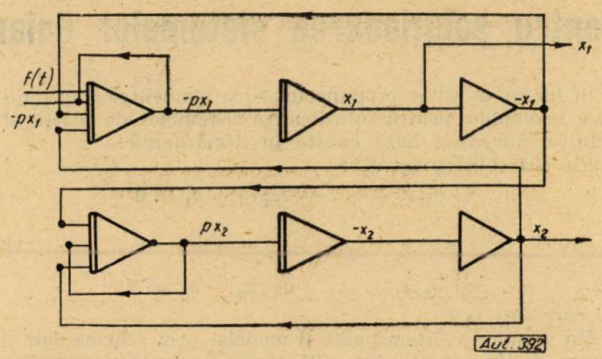


Fig. 8

Făcînd absorbţia nodurilor A, B şi C, se obţine schema de modelare din figura 10. Mărimile x_1 şi x_2 pot fi găsite prin adăugarea a doi integratori pentru integrarea lui $(-\dot{x}_1)$ şi

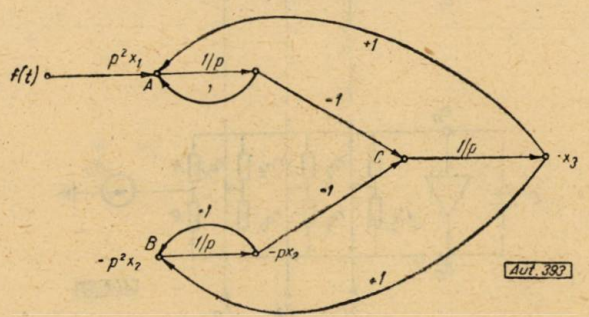


Fig. 9

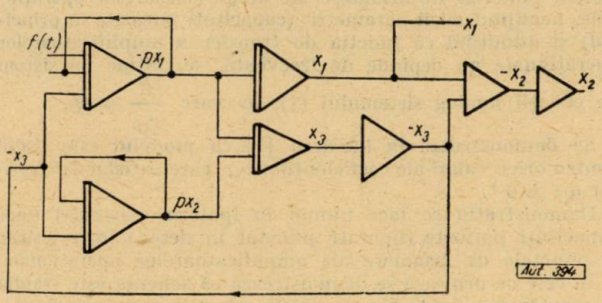


Fig. 10

$\dot{x}_2$ sau prin adăugarea unui integrator pentru a obţine pe x_1 şi un amplificator sumator pentru a obţine combinaţia cu $(-x_3)$ şi determinarea lui $(-x_2)$ (fig. 10). În acest fel stabili-

tatea sistemului nu este încălcată, deoarece integratorii redondanţi nu intră în compunerea buclei de bază care satisface ecuaţiile diferenţiale.

BIBLIOGRAFIE

[1] Spătaru, Al. *Teoria transmisiunii informaţiei.* Semnale şi perturbaţii. Bucureşti, Ed. tehnică, 1965.

[2] Sinnreich, H. *Diagrame de semnal.* In : Telecomunicaţii, nr. 6, 1964.

[3] Boisvert, M., Robichaud, L., Robert, J. *Graphes de fluence. Applications à l'électrotechnique et à l'électronique. Calculateurs analogiques et digitaux.* Paris — Quebec, 1961.

[4] Coates, C. L. *Flow graph solution of linear algebraic equations.* In : Trans. I.R.E., iun 1959.

[5] Mason, S. J., Zimmermann, H. J. *Electronic circuits, signals and systems.* New York — Londra, 1959.

[6] Lynch, W. *Signal flow graphs.* In : Adaptive control systems, 1963.

Dr. ing. A. PETRESCU

Asupra stabilităţii schemei cu elemente operaţionale reversibile pentru soluţionarea sistemelor liniare de ecuaţii algebrice

În lucrarea [1] se propune folosirea elementelor operaţionale reversibile pentru soluţionarea sistemelor de ecuaţii algebrice. Ideea de bază constă în următoarele.

Fie sistemul de ecuaţii :

$$\begin{cases} a_{11}x_1 + \ldots + a_{1n}x_n + b_1 = 0 \\ \cdot \qquad\qquad \cdot \\ \cdot \qquad\qquad \cdot \\ \cdot \qquad\qquad \cdot \\ a_{n1}x_1 + \ldots + a_{nn}x_n + b_n = 0 \end{cases} \tag{1}$$

în care $a_{ij} \geqslant 0$.

Un asemenea sistem poate fi modelat prin schema dată în figura 1. În adevăr [2], [3], scriind ecuaţiile circuitului

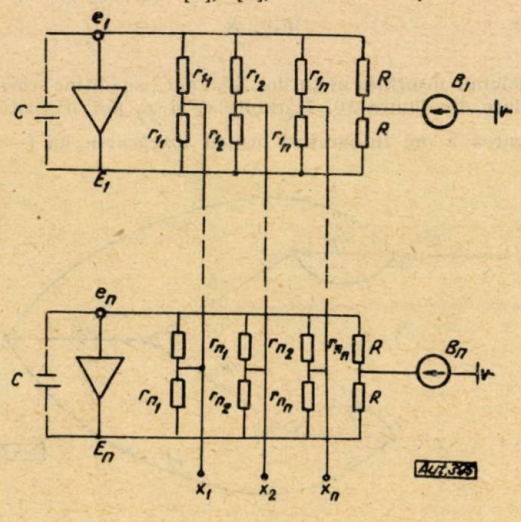


Fig. 1

pentru punctele de însumare ale amplificatoarelor operaţionale, neglijînd micii parametri (capacităţi parazite în principal) şi admiţînd că funcţia de transfer a amplificatoarelor operaţionale nu depinde de frecvenţă, se obţine un sistem de ecuaţii analog sistemului (1), în care $\frac{R}{r_{ij}} = a_{ij}$.

Se demonstrează în lucrarea [1] că modelul este stabil pentru orice valori ale coeficienţilor a_{ij} care satisfac la condiţia $a_{ij} \geqslant 0$ *.

Demonstraţia se face numai în ipoteza existenţei unor capacităţi parazite (figurate punctat în desen) între ieşirile şi punctele de însumare ale amplificatoarelor operaţionale.

În cele ce urmează se demonstrează că schema este stabilă în cazul în care, pe lîngă capacităţile parazite mai sus amintite, se ia în considerare variaţia cu frecvenţe a coeficientului de amplificare al amplificatoarelor operaţionale.

* Dacă $a_{ij} < 0$, se introduc necunoscute suplimentare, mărindu-se numărul de ecuaţii din sistemul (1), astfel încît toţi coeficienţii a_{ij} să fie pozitivi.

Ecuaţiile circuitului se alcătuiesc aplicînd legea I a lui Kirchhoff în punctele de însumare ale amplificatoarelor operaţionale şi în nodurile corespunzătoare variabilelor x.

Folosind transformata Laplace, se obţin ecuaţii de forma următoare :

$$\frac{x_1 - e_i}{r_{1i}} + \ldots + \frac{x_n - e_i}{r_{in}} + \frac{B_i - e_i}{R} + SC\,(E_i - e_i) = 0, \tag{2}$$

$$\frac{2x_i - E_1 - e_1}{r_{1i}} + \ldots + \frac{2x_i - E_n - e_n}{r_{ni}} = 0. \tag{3}$$

Funcţia de transfer a amplificatoarelor operaţionale se aproximează prin următoarea expresie :

$$K\,(S) = -\frac{k_0}{1 + S\,T_0}. \tag{4}$$

În acest caz este evidentă relaţia :

$$E_i = -\frac{k_0}{1 + S\,T_0} e_i \quad (i=1, 2 \ldots n) \tag{5}$$

Pentru simplificare, ecuaţiile se vor scrie sub forma matricială :

$$[X] = \begin{bmatrix} x_1 \\ \cdot \\ \cdot \\ \cdot \\ \cdot \\ x_n \end{bmatrix}; \quad [A] = \begin{bmatrix} a_{11} & \cdot & \cdot & a_{1n} \\ \cdot & & & \cdot \\ \cdot & & & \cdot \\ \cdot & & & \cdot \\ \cdot & & & \cdot \\ a_{n1} & & & a_{nn} \end{bmatrix}; \quad [B] =$$

$$= \begin{bmatrix} B_1 \\ \cdot \\ \cdot \\ \cdot \\ \cdot \\ B_n \end{bmatrix}; \quad [e] = \begin{bmatrix} e_1 \\ \cdot \\ \cdot \\ \cdot \\ \cdot \\ e_n \end{bmatrix};$$

$$[E] = \begin{bmatrix} E_1 \\ \cdot \\ \cdot \\ \cdot \\ \cdot \\ E_n \end{bmatrix}; \quad [D] = \begin{bmatrix} d_1 & 0 & \ldots & 0 \\ 0 & d_2 & \ldots & 0 \\ \cdot & & & \cdot \\ \cdot & & & \cdot \\ \cdot & & & \cdot \\ 0 & \ldots & \ldots & d_n \end{bmatrix}; \quad [F] =$$

$$= \begin{bmatrix} f_1 & 0 & \ldots & 0 \\ 0 & f_2 & \ldots & 0 \\ \cdot & \cdot & & \\ \cdot & \cdot & & \\ \cdot & \cdot & & \\ 0 & 0 & \ldots & f_n \end{bmatrix}; \tag{6}$$

$$d_i = a_{i1} + a_{i2} + \ldots + a_{in} + 1;$$

$$f_i = 2\,(a_{1i} + a_{2i} + \ldots + a_{ni}.$$

Cu aceste notaţii sistemele de ecuaţii (2), (3), (5) capătă următorul aspect :

$$[A]\,[X] + [B] = [D]\,[e] + RCS([e] - [E]); \quad (7)$$

$$[F]\,[X] = [A]'([e] + [E]); \quad (8)$$

$$[E] = -\frac{k_0}{1 + S\,T_0}[e]; \quad (9)$$

$[A]'$ este matricea $[A]$ transpusă.

Din ecuaţiile de mai sus se poate obţine uşor ecuaţia ce conţine numai componentele matricei $[e]$:

$$S\left(\frac{k_0}{1 + S\,T_0} + 1\right)RC\,[e] +$$

$$\left(\frac{k_0}{1 + S\,T_0} - 1\right)[A]\,[F]^{-1}\,[A]'\,[e] + [D]\,[e] = [B]. \quad (10)$$

Se înmulţeşte cu $1 + ST_0$, se împarte cu k_0 şi se consideră că $\frac{1}{k_0} \ll 1$. Ecuaţia (10) devine :

$$S\left(1 + S\frac{T_0}{k_0}\right)RC\,[e] + \left(1 - \frac{ST_0}{k_0}\right)[A]\,[F]^{-1}\,[A]'[e] +$$

$$+ \frac{1 + S\,T_0}{k_0}[D]\,[e] = \frac{1 + S\,T_0}{k_0}[B]. \quad (11)$$

În amplificatoarele cu compensare automată a derivei $k_0 = 10^8$; $T_0 = 0{,}1$ s ; $C \approx 100$ pF. Pentru a nu mări sarcina amplificatoarelor operaţionale [2], rezistenţele r_{ij} şi R au valori de ordinul sutelor de kΩ.

Avînd în vedere condiţiile de mai sus, precum şi banda de frecvenţă limitată a amplificatoarelor operaţionale, sistemul (11) se poate înlocui, cu o aproximaţie foarte bună, prin sistemul următor :

$$SRC\,[e] + [A]\,[F]^{-1}\,[A]'\,[e] \approx 0. \quad (12)$$

Matricea $[A]\,[F]^{-1} \cdot [A]'$ are toate elementele pozitive. Rădăcinile sistemului (12) sînt negative, ceea ce demonstrează caracterul amortizat al variaţiei componentelor matricei $[e]$ în timp şi deci stabilitatea modelului.

BIBLIOGRAFIE

[1] Puhov, G. E. *Teoriia i primenenie obratimogo operaţionnogo usilitelia.* Dokladi mejvuzovskoi konferenţii, sbornik 3. Moscova, MEI, 1962.

[2] Petrescu, A. *Unele proprietăţi ale elementelor operaţionale reversibile.* In : Automatica şi Electronica, nr. 3, 1966.

[3] Petrescu, A., Săulescu, C. *Lărgirea posibilităţilor de lucru ale calculatorului analogic MAC-1.* Comunicare la sesiunea ştiinţifică a Institutului politehnic „Gheorghe Gheorghiu-Dej".

ACTUALITĂŢI

Întreţinerea instalaţiilor automate

Desigur că alegerea unei scheme de automatizare şi dotarea ei cu o aparatură adecvată reprezintă o problemă esenţială în automatică. Dar tot atît de important este să se stabilească metode şi organizaţii care să asigure menţinerea acestor instalaţii în funcţiune cu performanţele prevăzute, cît mai aproape de 100% din timpul de desfăşurare al procesului. În decursul ultimilor ani procentul investiţiei în aparatură de automatizare faţă de investiţia totală a crescut, ajungînd în numeroase cazuri la 12—18%. Eficienţa acestei investiţii are deci o importanţă mai mare decît în trecut. Pe de altă parte, întreţinerea acestei aparaturi s-a complicat din cauza introducerii de aparatură şi sisteme care necesită mai multe cunoştinţe teoretice şi o formare practică mai îndelungată. Aparatura nouă (analizoare, calculatoare) este mai complexă şi influenţa defectării ei asupra producţiei poate fi mai importantă decît în cazul aparaturii convenţionale. Toate aceste aspecte au fost examinate într-un simpozion ţinut anul acesta şi părţi din conţinutul comunicărilor şi discuţiilor purtate, care prezintă interes în cazul nostru, sînt rezumate în cele ce urmează.

Este mai indicată o întreţinere centralizată implicînd demontarea aparatelor sau o bună întreţinere poate fi realizată la faţa locului? Părerile asupra acestei chestiuni nu au fost unanime. Într-o comunicare [1] s-a arătat că o întreţinere preventivă centralizată se poate realiza cu un cost mai mic, prin reducerea personalului de întreţinere, şi că, în plus, durata de funcţionare corectă a aparaturii este mai mare. Argumentele în favoarea organizării unei întreţineri la faţa locului au fost de asemenea puternice, o asemenea întreţinere fiind însă condiţionată de posibilitatea tehnică a efectuării ei şi, bineînţeles, de economicitatea unei asemenea soluţii [2]. În orice caz, dacă se alege ca metodă întreţinerea la faţa locului, atunci încă din faza de proiectare trebuie prevăzute posibilităţi care să asigure repararea şi recalibrarea.

Un alt aspect discutat a fost interesul pe care îl prezintă o evidenţă a costului întreţinerii, arătîndu-se că într-un caz în care s-a introdus o asemenea evidenţă, deşi numărul de aparate a crescut ulterior cu 54%, a fost necesară o creştere a costului manoperei de întreţinere numai de 26% şi o creştere generală a costului întreţinerii de 7% [3].

O problemă cheie este considerată şi calificarea personalului de întreţinere. S-a ajuns la concluzia că este o necesitate perfecţionarea continuă a acestui personal şi că astfel se ridică numeroase dificultăţi, începînd chiar cu precizarea scopului acestei perfecţionări. În termeni generali se poate spune că un criteriu pentru a aprecia eficienţa personalului de întreţinere este legat de timpul în care această aparatură de automatizare contribuie la asigurarea performanţelor cerute instalaţiei tehnologice. Metoda după care se poate perfecţiona personalul de întreţinere poate varia între una organizată sau una „pe apucate". S-a dovedit însă că pînă în cele din urmă ultima este mai costisitoare, chiar dacă perfecţionarea organizată are loc în timpul programului de lucru. S-ar părea deci că un anumit aspect de şcolarizare — cursuri completate cu aplicaţii în laboratoare — ar fi soluţia cea mai bună [4].

S-a discutat de asemenea şi formaţia celor care predau aceste cursuri de perfecţionare. Citäm, în legătură cu aceasta, concluziile uneia dintre comunicări [5] : „Poate că condiţia cea mai importantă este aceea ca acei care predau aceste cursuri să aibă atît cunoştinţe teoretice cît şi cele practice care se predau în ansamblul cursurilor. Cu alte cuvinte este necesară o experienţă adecvată din partea celor care asigură perfecţionarea cadrelor pentru întreţinere".

BIBLIOGRAFIE

[1] Mahood, R. F. *Centralized or field maintenance. Which is better.*

[2] Sexey, M. J. *Descentralized maintenance.*

[3] Scott, G. J. *Cost control of maintenance.*

[4] Craigne, B. *Training as a management tool.*

[5] Ball, J. *Training technology.*

Cuprinse în volumul : *True maintenance means profit. The first ISA instrumentation symposium.* ISA publications depart., Pittsburg, 1966.

Reglări şi măsurări în unităţile moderne mari cazan-turbină

Această problemă face obiectul în ultimul timp a numeroase expuneri în revistele de specialitate din toate ţările, dintre care menţionăm pe acelea publicate în 12 numere din revista Control, în 1965—1966. Ne propunem să rezumăm în cele ce urmează unele dintre concluziile acestor expuneri în ce priveşte în special caracteristicile aparaturii întrebuinţate în unităţile mari de puteri, pînă la 500 MW [1].

Deşi în aceste automatizări caracteristicile cerute pentru aparatura de măsură şi control nu sînt specifice unei aparaturi electronice, totuşi din cauza distanţei dintre unităţile instalaţiei şi camera centrală de comandă se impune întrebuinţarea unei asemenea aparaturi electronice.

În ansamblu, defectarea parţială sau totală a instalaţiei de automatizare nu trebuie să provoace situaţii periculoase sau scoaterea din funcţiune a cazanului. În toate cazurile trebuie deci să existe posibilitatea unei treceri rapide şi fără şocuri de la o conducere automată la una manuală. Totuşi concepţia de pînă acum, ca de exemplu în acelaşi regulator să se prevadă şi posibilitatea conducerii manuale de la distanţă, nu se mai consideră satisfăcătoare, cerîndu-se ca această comandă manuală să se facă cu ajutorul unui echipament de automatizare complet separat.

Pentru comenzile secvenţiale se consideră că releele cu un număr mare de funcţionări au unele avantaje faţă de comutaţia statică, pentru că nu necesită cabluri special ecranate, pot funcţiona cu variaţii de tensiune de $\pm 10\%$, au caracteristici mai bune în ce priveşte siguranţa în caz de defectare şi o durată de funcţionare tot atît de lungă ca şi elementele comutaţiei statice.

Studii amănunţite s-au făcut în ce priveşte introducerea în asemenea instalaţii a unui echipament de control centralizat al informaţiilor (data logging equipment). Cu toate că un asemenea echipament a dat rezultate satisfăcătoare în numeroase industrii, în centralele termice avantajele lui sînt neconcludente, atît din punct de vedere tehnic, cît şi economic. În particular, cu asemenea instalaţii s-au eliminat numai înregistratoarele care erau întrebuinţate pentru scopuri de evidenţă istorică, nu şi acelea pentru conducerea operativă a instalaţiei.

Practica a consacrat pentru comenzile la distanţă elementele de execuţie electrice. În ce priveşte buclele de reglare automată sînt acceptabile în principiu oricare din tipurile de elemente de execuţie: hidraulice, pneumatice, electrice. Condiţiile principale impuse pentru funcţionarea lor sînt : să poată funcţiona în atmosferă cu praf şi pînă la o temperatură exterioară de 65°C, să aibă posibilitatea unei acţionări locale manuale, să se blocheze pe ultima poziţie dacă dispare energia de acţionare, să aibă un timp de trecere între poziţiile extreme de maximum 15 s pentru reglare şi de maximum 40 s pentru alte întrebuinţări. Cele mai multe din dificultăţile întîlnite cu elementele de execuţie sînt datorite condiţiilor de mediu, suprasarcinilor, contactelor de limită şi dispozitivelor de frînare.

Pe măsura creşterii mărimii şi complexităţii centralelor termice se prevede că va creşte complexitatea sistemelor de reglare automată şi a comenzilor de la distanţă. Din cauza avantajelor pe care le prezintă regulatoarele electronice în legătură cu distanţa la care se transmit informaţiile, se constată o întrebuinţare din ce în ce mai frecventă a elementelor electrice de execuţie şi în buclele de reglare. În ambele aplicaţii — comenzi la distanţă şi elemente de execuţie în buclele de reglare — experienţa a arătat că elementele electrice dau rezultate bune. Totuşi trebuie avut în vedere că buclele de reglare astfel constituite, şi care cuprind deci un element de execuţie electric şi reductoare, să aibă caracteristici în ce priveşte viteza de răspuns tot atît de bune ca şi elementele de execuţie pneumatice sau hidraulice.

Cele mai solicitate ventile de reglare în automatizarea cazanelor sînt acelea care asigură alimentarea cu apă şi injecţia de apă pentru reglarea temperaturii aburului. Condiţiile de funcţionare sînt severe pentru că mediul asupra căruia acţionează aceste ventile este apa la temperaturi ridicate, presiuni mari şi situaţii în care apar căderi mari de presiune pe ventil. De asemenea este necesară o reglare satisfăcătoare pe întreg domeniul de funcţionare. Se întrebuinţează în aceste condiţii ventile cu un scaun şi care să reziste la eroziunea apei cu viteze mari, temperaturii de 175°C şi presiunii de 280 kgf/cm². Pentru că căderea de presiune poate fi mare, forţa care acţionează asupra tijei ventilului poate fi considerabilă. Ţinînd seamă şi de necesitatea unui răspuns rapid, pentru întreaga cursă de ordinul a 10 s, rezultă că elementele de execuţie trebuie să aibă o putere mare şi poziţionări adecvate.

BIBLIOGRAFIE

[1] Beechey, M. A., Crump, R. F. E. *Instrumentation and control of modern boiler-turbine units in C.E.G.B. power stations.* În : Control, iul 1966.

O nouă propunere pentru alegerea optimă a parametrilor unui regulator de tip PID [1]

Autorii îşi propun să stabilească abace pentru alegerea optimă a parametrilor unui regulator de tip PID pe baza unei analize matematice mai amănunţite a formulelor care dau relaţia dintre mărimea de intrare i şi aceea de ieşire e dintr-un sistem de reglare, precum şi întrebuinţînd un număr de simplificări mai redus decît în precedentele studii de acest fel. O examinare de ansamblu a acestor aspecte este făcută într-un studiu preliminar publicat în 1966 [2]. Se acceptă şi în această metodă că criteriul cel mai satisfăcător în practică pentru determinare trebuie să asigure sistemului de reglare un răspuns oscilant în care amplitudinile succesive de acelaşi sens se reduc în raportul 4 :1. Această condiţie nu permite însă singură determinarea, ca o singură soluţie, a valorii parametrilor regulatorului şi se adaugă la aceasta condiţii suplimentare, introduse de altfel şi în alte metode. În cazul de faţă, condiţia suplimentară este ca suprafaţa $\int (i - e)\, dt$ să fie minimă. Ca şi în numeroase alte metode de acest fel se porneşte, pentru a se caracteriza procesul, de la răspunsul la un salt treaptă a mărimii de intrare în proces, cuprinzîndu-se în acesta din urmă atît elementul de execuţie cît şi elementele de măsură. Dacă se exprimă riguros această ridicare experimentală, saltul la intrare este dat de modificarea mărimii de ieşire din regulator, iar răspunsul procesului este dat de mărimea de ieşire din elementul de măsură. Întrebuinţînd curba respectivă (fig. 1) şi notaţiile autorilor, se asimilează procesul real cu un proces fictiv avînd un timp mort θ_0 şi o constantă de timp τ, adică a cărui funcţie de transfer este :

$$Y_p(s) = \frac{Ke^{-\theta_0 s}}{\tau s + 1},$$

în care valorile K, θ_0 şi τ se determină cu ajutorul construcţiei bine cunoscute arătată în figura 1. În felul acesta, procesul real este înlocuit în figura 2 cu procesul fictiv al cărui răspuns este dat de curba A. O aproximare mai bună propusă de autori constă în determinarea constantei de timp τ prin relaţia $\tau = t_0 - \theta_0$, în care t_0 este timpul în care răspunsul procesului ajunge la 63,2% din valoarea finală. Ecuaţia regulatorului ideal este $Y_R(s) = K_c \left(1 + \frac{1}{T_i s} + T_d s\right)$. Calculînd, cu aceste funcţii de transfer, răspunsul sistemului, se constată că amortizarea lui depinde de coeficienţii θ_0/τ, $K_c K T_d/\tau$, $K_c K$ şi $K_c K \tau / T_i$. Pentru că θ_0, τ şi K sînt determinaţi din figura 1, rezultă că aceşti coeficienţi, afară de unul, depind de parametrii K_c, T_i, T_d ai regulatorului. În studiile prece-

dente s-au făcut în această fază unele presupuneri simplificatoare [3], ţinîndu-se seamă numai de termenul dominant din răspunsul sistemului. În metoda expusă, întrebuinţarea

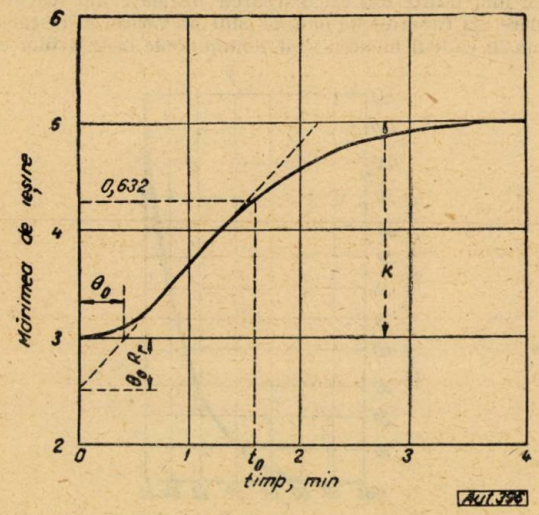


Fig. 1. Răspunsul procesului.

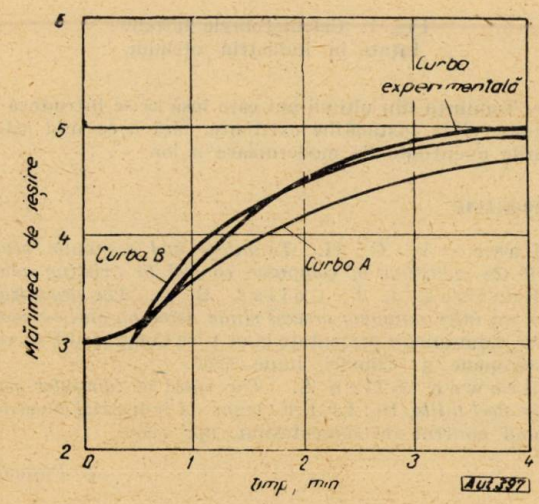


Fig. 2. Comparaţie între aproximările propuse.

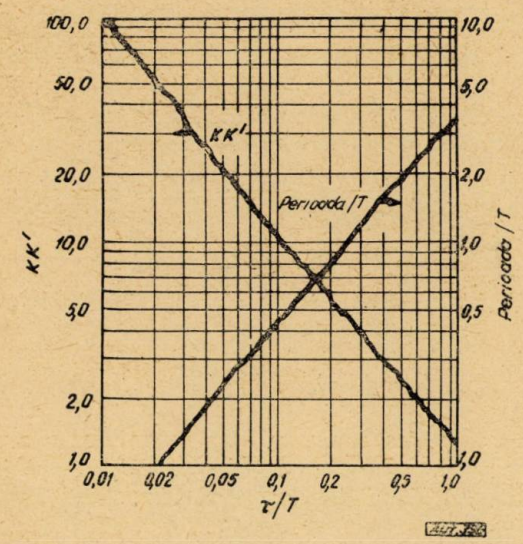


Fig. 3. Parametrii adimensionali ai unui regulator P.

pentru calcule a unui calculator numeric a eliminat necesitatea acestor propuneri simplificatoare. Făcînd asemenea calcule, autorii au stabilit abace pentru alegerea valorii optime pentru K_c, T_i şi T_d. În diagrama din figura 3 se arată curbele pentru un regulator P ($T_d = 0$, $T_i = \infty$), dîndu-se valorile K_cK dacă se cunoaşte θ_0/τ, de asemenea şi valoarea P/τ, în care P este perioada răspunsului. Pentru un regulator PI sînt necesare două determinări, şi anume K_c şi T_i ($T_d = 0$), şi deci numai condiţia raportului 4/1 nu conduce la o singură pereche de valori. Dacă se adaugă şi condiţia suplimentară a minimului de suprafaţă, se ajunge la condiţia că este necesar ca expresia $\frac{KK_c\tau}{T_i}$ să fie maximă. Curbele cu valorile respective sînt arătate în figura 4.

În cazul unui regulator PID, grupele de valori care să satisfacă condiţiile precedente sînt în număr nelimitat şi

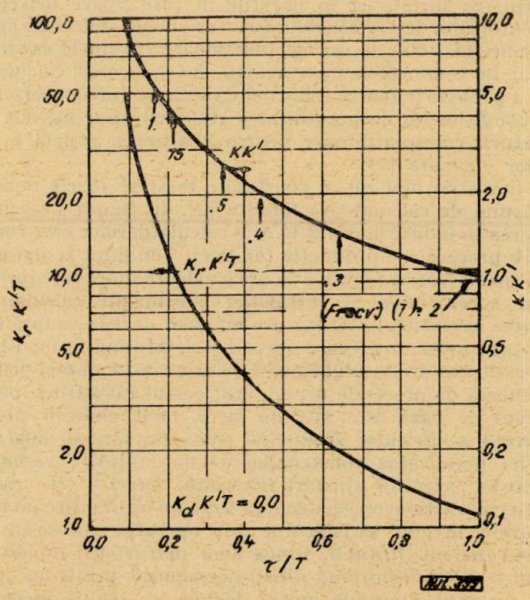


Fig. 4. Parametrii adimensionali pentru un regulator PI.

s-a propus ca condiţie suplimentară [3] $\frac{K_cKT_d}{\tau} = 0{,}5$ care, pe baza rezultatelor experimentale, s-a dovedit a fi satisfăcătoare. Se indică, de altfel, şi o alegere mai elaborată pentru T_d.

Ar fi fost interesant ca autorii să compare rezultatele astfel obţinute cu acelea date de metodele cunoscute şi, pe de altă parte, să se examineze în ce măsură în construcţia practică a regulatoarelor sînt posibile fixările diferitelor valori la care s-a ajuns pentru parametrii regulatoarelor, ţinînd seamă că de obicei sînt fixate numai domenii cu valori discrete.

BIBLIOGRAFIE

[1] Smith, C. L., Murrill, P. W. *A more precise method for tuning controllers.* In : ISA journal, mai 1966.

[2] *Controllers, set them right.* In : Hydrocarbon processing and petroleum refiner, nr. 2, 1966.

[3] Cohen, G. H., Coon, G. A. *Theoretical considerations of retarded control.* In : Taylor instrument companies bulletin, TDS — 10A102.

Calculatoare numerice în industria chimică şi a oţelului

Experienţa din ultimii ani în ce priveşte introducerea calculatoarelor numerice în industria chimică arată că, deşi un mare număr de asemenea calculatoare sînt instalate şi în funcţiune, nu este întotdeauna uşor să se definească scopurile şi să se dovedească cu precizie beneficiile care rezultă din această folosire a calculatoarelor [1]. Beneficiile tangibile sînt creşterea productivităţii utilajului şi a calităţii producţiei. Se obţin însă şi beneficii, dificil de estimat valoric, şi prin întrebuinţarea calculatoarelor pentru alarmă, înregistrări de date, contabilitatea materialelor şi a energiei şi, ceea ce este mai important, asigurarea unui control imediat al conducerii instalaţiei de către direcţia întreprinderii. Deşi se consideră că actualmente sînt surse ample de informaţii pentru proiectarea introducerii calculatoarelor în procesele chimice, este însă esenţial să se aleagă soluţia cu un cost minim al investiţiei. Trebuie de asemenea studiată amănunţit funcţionarea şi întreţinerea instalaţiei în cazurile în care apare defectarea calculatorului, deşi se consideră că o asemenea defectare apare, în medie, la 3 000 de ore de funcţionare. În unele cazuri, în special în conducerea unor reacţii, introducerea calculatoarelor s-a dovedit foarte folositoare, această introducere fiind însă condiţionată de posibilitatea stabilirii unor metode şi a aparaturii corespunzătoare pentru analizarea rapidă a produselor obţinute [2].

În industria oţelului se constată o creştere foarte rapidă a numărului de calculatoare folosite [3]. În figura 1 se indică creşterea în industria din S.U.A. a calculatoarelor care conduc efectiv procesul de producţie (on-line). Tendinţa se datoreşte următorilor factori : producţia are o valoare mare care justifică costul suplimentar al instalaţiei cuprinzînd calculatorul ; calitatea produsului obţinut are un efect decisiv asupra eficienţei proceselor următoare ; procesul determină în mod hotărîtor calitatea produsului final, fără ca aceasta să mai poată fi influenţată de procesele următoare ; costul investiţiei pentru procesul de bază este atît de mare, încît chiar o creştere moderată a eficienţei producţiei poate micşora în mod substanţial necesitatea construcţiei de noi unităţi ; variabilele procesului necesită ajustări frecvente, precise şi rapide, pentru ca funcţionarea să decurgă după un optim care nu poate fi obţinut în mod satisfăcător prin operator ; procesul este, în mod inerent, instabil, supus unor perturbaţii rapide care impun o atenţie continuă dificil de asigurat printr-un operator ; procesul cuprinde mulţi factori şi relaţii incomplet cunoscute şi desfăşurarea lui poate fi îmbunătăţită prin studii şi analize continue care pot fi făcute cu ajutorul calculatoarelor.

Cele mai multe din calculatoarele instalate sau în curs de instalare, cu funcţionare on-line, sînt prevăzute în instalaţiile noi sau în cadrul modernizărilor majore ale instalaţiilor exis-

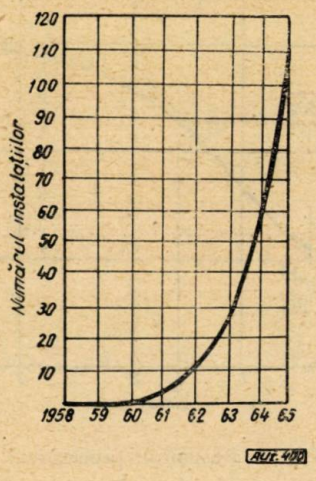


Fig. 1. Calculatoarele întrebuinţate în industria oţelului.

tente. Tendinţa din ultimii ani este însă să se introducă calculatoare şi la instalaţiile existente, fără a se mai aştepta lucrările eventuale de modernizare a lor.

BIBLIOGRAFIE

[1] Laycock, G. H. *Technical and economic benefits of the addition of computer control to existing plants.*
[2] Frauses, I. I., Coliss, B. A. *The organization of an inter-company process study using an on-line computer.* Comunicări prezentate la al 4-lea Congres al Federaţiei europene a Chimiei, iunie 1966.
[3] Brower, Allen S. *The speed of computer control in steel mills.* In : I.E.E.E. trans. of industrial electronics and control instrumentation, apr 1966.

I. Papadache

RECENZII

Theodore J. Williams. **Utilizarea metodelor cibernetici tehnice în proiectarea proceselor industriale** (Sistems engineering for the process industries). New York, Mc Graw-Hill, 1963.

Lucrarea reprezintă o introducere într-un domeniu nou al ciberneticii tehnice consacrat analizei sistemelor caracterizate prin conexiuni interne complexe (specifice actualelor procese industriale). În ultima perioadă se acordă o atenţie tot mai mare elaborării şi utilizării unor metode ştiinţifice în proiectarea proceselor tehnologice şi a sistemelor destinate conducerii acestora. Empirismul în proiectarea proceselor a dus la cheltuieli apreciabile pentru construirea unor instalaţii experimentale intermediare, pînă la construirea instalaţiei industriale definitive. În plus, metodele empirice introduc o mare doză de convenţionalism în soluţiile de proiectare adoptate. Teoria matematică a proceselor optimale şi utilizarea calculatoarelor electronice au creat premisele adoptării unei noi metodologii de proiectare şi analiză a proceselor industriale.

Lucrarea recenzată abordează într-un stil accesibil (dar întrucîtva schematic şi uneori simplist) această nouă metodologie în proiectarea proceselor chimice şi sistemelor de automatizare ale acestora.

În capitolul 1 este formulat obiectul lucrării, se prezintă unele aspecte privind calculatoarele analogice şi digitale, domeniile şi limitele de utilizare în proiectarea şi determinarea regimului optim al procesului tehnologic.

În următoarele capitole pe un exemplu ipotetic, de proces tehnologic specific industriei chimice, sînt expuse etapele şi modul concret de rezolvare a problemelor de proiectare, ridicate de procesul specific respectiv. Astfel, în capitolul 2 este exemplificat modul în care se poate utiliza un calculator analogic, pentru determinarea mecanismului chimic (reacţii) care guvernează procesul şi modelul cinetic al procesului.

Apoi, în capitolele 3, 4 şi 5 (pe acelaşi exemplu de proces tehnologic) este prezentat modul de rezolvare, folosind calculatoarele electronice, a problemelor privind alegerea optimă a tipului de aparat tehnologic (în speţă tipul de reactor), calculul aparatelor tehnologice şi al proceselor, aprecierea caracteristicilor dinamice ale acestora.

Problemele privind cercetarea experimentală a comportării dinamice a instalaţiei industriale şi elaborarea schemelor de automatizare a instalaţiei proiectate sînt expuse în capitolele 6 şi 7.

În următoarele trei capitole (8, 9, 10) autorul comentează unele lucrări publicate (din domeniul problemelor tratate în lucrarea recenzată).

În ultimele trei capitole (12, 13, 14) sînt prezentate unele aspecte generale ale automatizării complexe, utilizînd calculatoare electronice, şi sînt descrise aspectele de perspectivă ale acestei probleme. Cartea a fost tradusă şi în limba rusă în anul 1965.

Lucrarea este deosebit de utilă inginerilor cu preocupări în domeniul proiectării proceselor industriale şi automatizării acestora.

M. Tertişco

Sisteme autoadaptive. Lucrările primei conferinţe unionale în domeniul teoriei şi practicii sistemelor autoadaptive. Moscova, ed. Nauka, 1965, 446 pag.

Lucrarea cuprinde toate referatele de specialitate prezentate la prima conferinţă unională în domeniul tehnicii şi practicii sistemelor autoadaptive, ce a avut loc între 10 şi 14 decembrie 1963. Sînt prezentate în total 43 de referate, împărţite în următoarele trei capitole : sisteme autoadaptive, sisteme optimale şi utilizarea sistemelor autoadaptive.

În domeniul sistemelor autoadaptive sînt abordate următoarele probleme : cercetarea autoadaptării în sistemele cu gradient de explorare, cercetarea preciziei sistemelor autoadaptive prin metoda operatorului auxiliar, teoria sistemelor autoadaptive cu model liniar sau neliniar, dinamica sistemelor autoadaptive de comandă a zborului (cu menţinerea rezervei impuse de stabilitate), sisteme autoadaptive cu semnal de probă etc.

În domeniul sistemelor optimale se tratează următoarele probleme : mărirea vitezei de acţionare a sistemelor extremale, sisteme universale de comandă extremală, optimizarea automată a sistemelor complexe (cu distribuţie spaţială), sisteme diferenţiale cu comandă extremală fără explorare, utilizarea metodelor de minimizare la rezolvarea problemelor variaţionale pe calculatoare analogice, calculul sistemelor automate de tip releu etc.

Referatele cu privire la aplicaţiile sistemelor automate analizează următoarele probleme : utilizarea sistemelor autoadaptive pentru optimizarea regimurilor de funcţionare şi a proceselor tranzitorii ale motorului turboreactor, optimizarea unor procese de automatizare în industria chimică, utilizarea autoinstruirii pentru comanda proceselor calitative, sisteme de reglare extremală pentru automatizarea vitezometrelor de corelaţie şi utilizarea sistemelor autoadaptive în automatizările termice.

J. Cservenyi

Z. L. Rabinovici, **Operaţii elementare în maşinile de calcul.** Kiev, ed. Tehnika, 1966, 304 pag., 52 ref. bibl.

Dezvoltarea rapidă a construcţiei de calculatoare numerice impune pregătirea corespunzătoare de specialişti în domeniul problemelor teoretice şi practice ale maşinilor de calcul. În general, aceste probleme sînt prezentate în revistele de specialitate, iar lucrările consacrate sistematizării acestui material sînt puţin numeroase. În particular, aspectele clasificării şi analizei operaţiilor elementare efectuate asupra cifrelor şi numerelor în calculatoarele numerice, avîndu-se în vedere particularităţile elementelor structurale, nu sînt suficient sistematizate. Aceasta provoacă o îngreuiere a studiului şi proiectării calculatoarelor.

Lucrarea recenzată îşi propune să răspundă într-o oarecare măsură acestor probleme.

În primul capitol se examinează principiile generale ale prelucrării informaţiei în dispozitivele calculatoarelor numerice. Se introduc noţiunile de structură algoritmică şi de elemente ale calculatoarelor, de operatori şi sisteme de elemente. Pe baza acestora se studiază structura dispozitivelor logice.

Capitolul 2 este consacrat studiului reprezentării fizice a cifrelor în dispozitivele logice, a tipurilor de elemente şi a sistemelor de legături între elemente.

Operaţiile asupra cifrelor, efectuate cu ajutorul elementelor logice care nu au proprietatea de memorare, precum şi cu ajutorul elementelor logice cu memorie, sînt studiate în capitolele 3 şi 4. Sînt prezentate structuri de elemente lucrînd cu nivele de potenţial, cu impulsuri sau combinat.

Capitolul 5 tratează despre operaţiile efectuate asupra cuvintelor în registre şi decodificatoare.

Operaţiile asupra cuvintelor în numărătoare sînt examinate în capitolul 6. Se studiază numărătoarele în care se folosesc coduri poziţionale binare sau zecimale, coduri unitare sau combinate. O atenţie deosebită este acordată numărătoarelor care lucrează cu codificarea nepoziţională a cifrelor.

Ultimul capitol este consacrat studiului operaţiilor asupra cuvintelor în sumatoarele binare serie şi paralel, precum şi în sumatoarele zecimale, prezentîndu-se şi operaţiile logice efectuate rang cu rang.

Pe baza materialului prezentat în lucrare se pot alege în mod eficient schemele funcţionale care realizează operaţii elementare în calculatoare.

Cartea se adresează inginerilor care lucrează în domeniul proiectării şi construcţiei dispozitivelor numerice de calcul, precum şi studenţilor de la facultăţile cu profil corespunzător.

A. Petrescu

Tehnica calculului numeric şi programarea. Culegere de articole sub redacţia lui A. I. Kitov. Moscova, ed. Sovetskoe radio, 1966, 184 pag.

Lucrarea recenzată reprezintă primul număr din seria de culegeri de articole consacrate problemelor teoretice şi practice ale proiectării, utilizării, exploatării şi programării calculatoarelor numerice.

La baza selecţionării articolelor pentru această culegere stă ideea că utilizarea eficace a unui calculator este posibilă numai printr-o tratare complexă a proiectării şi realizării lui. Beneficiarul trebuie să primească nu numai calculatorul, ci şi întregul complet de dispozitive pentru pregătirea şi introducerea datelor, pentru afişarea rezultatelor, precum şi seturi de programe şi mijloace de programare automată corespunzătoare domeniilor de utilizare a calculatorului.

O serie de articole sînt consacrate problemelor teoretice ale construcţiei calculatoarelor, cum ar fi : rotunjirea produsului la efectuarea înmulţirii cu rangurile superioare ale înmulţitorului, controlul după modul al operaţiilor aritmetice, folosirea sistemelor de clase în resturi, criterii de apreciere a automatelor numerice etc.

Problema clasificării calculatoarelor numerice, a stabilirii unor criterii corespunzătoare, este foarte actuală şi mult discutată. Într-unul din articole se propune un sistem de clasificare a calculatoarelor bazat pe parametrii tehnici şi de exploatare ai acestora.

O altă serie de articole tratează aspecte privind experienţa căpătată în exploatarea şi perfecţionarea calculatorului M 20, în lărgirea posibilităţilor de lucru ale calculatorului URAL 10 referitoare la folosirea lui într-un complex de instalaţii analogice pentru soluţionarea problemelor cu condiţii la limită. Se examinează, de asemenea, problemele măririi siguranţei acumulatoarelor externe cu bandă magnetică şi aspectele fizice ale unor programe destinate controlului memoriilor operative.

Din seria de articole privind programarea calculatoarelor şi automatizarea acestora se întîlnesc unele referitoare la probleme ca : limbaj algoritmic pentru descrierea problemelor cu caracter economico-matematic (ALGEM), metalimbaj pentru descrierea limbajelor algoritmice, limbajul schemelor logice, programul de interpretare al calculatorului URAL 2, programul calculului determinanţilor cu elemente literale, un nou algoritm pentru sortarea datelor numerice etc.

Culegerea se adresează inginerilor care lucrează în domeniul tehnicii calculului şi programării.

A. Petrescu

V. N. Hlistunov. **Bazele tehnicii măsurării electrice numerice.** Moscova-Leningrad, ed. Energhia, 1966, 346 pag., 102 fig., 111 ref. bibl.

În ultimii zece ani s-a dezvoltat tehnica măsurării numerice pe baza dezvoltării tehnicii impulsurilor şi de calcul, precum şi a sistemelor automate. Lucrarea prezintă principiile tehnicii de măsurare numerice şi de realizare ale convertoarelor de măsură analog-numerice. Spre deosebire de alte lucrări consacrate convertoarelor analog-numerice, care pun baza pe analize de scheme şi principii generale de lucru, în prezenta lucrare se acordă o atenţie deosebită analizei erorilor dispozitivelor numerice şi problemelor de automatizare a procesului de măsurare. Lucrarea cuprinde 8 capitole.

Primul capitol este consacrat problemelor generale ale convertirii analog-numerice. Se definesc noţiunile fundamentale ale tehnicii de măsurare numerice şi se arată legătura dintre aceasta şi teoria informaţiei. Se definesc eroarea statică de conversie, eroarea dinamică şi eroarea de aproximare.

În al doilea capitol sînt descrise elementele fundamentale ale convertoarelor care se bazează pe conversia intermediară în durată. După expunerea caracteristicilor metodei de conversie sînt analizate circuite basculante şi de numărare, generatoare de tensiune liniar variabilă, generatoare de semnal de frecvenţă stabilă şi dispozitive de comparaţie. În capitolul următor sînt comparate diferitele moduri de realizare a conversiei de acest tip şi sînt analizate erorile de cuantificare, sistematice şi dinamice.

Capitolul 4 se ocupă cu convertoarele analog-numerice care se bazează pe metoda codului de impulsuri. După descrierea principiilor de conversie şi lămurirea noţiunilor de sistem de numărare şi cod sînt prezentate scheme pentru diferite tipuri de convertoare bazate pe această metodă. Capitolul următor analizează diferitele erori specifice acestor convertoare, produse de sursele de tensiune de compensare, de reţelele de rezistenţe cu alimentare de tensiune sau de curent etc. Capitolul 6 descrie elementele convertoarelor în cod de impulsuri : circuite de măsurare, elemente de etalonare, comutatoare de măsură, scheme şi instalaţii de comandă automată. Capitolul 7 se ocupă cu elementele de nul ale convertoarelor de acest tip. Sînt descrise amplificatoare de curent continuu şi amplificatoare cu conversia semnalului de intrare, amplificatoare de impulsuri şi cu reacţie puternică.

Ultimul capitol este consacrat problemelor de automatizare a măsurărilor cu ajutorul aparatelor numerice. Este analizată corelaţia dintre tehnica de măsurare automată şi cibernetică şi posibilitatea de utilizare în măsurări a metodelor ciberneticii. Se descriu stabilirea automată a limitelor de măsurare, determinarea polarităţii semnalului măsurat, autocontrolul corectitudinii funcţionării aparatelor numerice, autoetalonarea şi corectarea rezultatelor măsurărilor. Lucrarea se încheie cu analiza problemelor de adaptare între aparatele numerice şi sistemul de măsurat.

Lucrarea este utilă inginerilor care lucrează în domeniile tehnicii măsurărilor, automatizărilor şi calculatoarelor, precum şi tuturor celor interesaţi în domeniul convertoarelor analog-numerice de măsură.

D. Negreanu

Biotelemetrie. Lucrările conferinţei interdisciplinare de la New York. Moscova, Editura „Mir" 1965, 430 pag. (traducere din limba engleză).

Volumul se ocupă de utilizarea telemetriei în studiul comportării animalelor, în fiziologie şi în legătură cu probleme ecologice (de raport animal-mediu), şi grupează lucrările unei conferinţe interdisciplinare — electronică-biologie — care a avut loc la New York, în anul 1962. Lucrarea se caracterizează prin abordarea unei tematici interesante, privind aparate electronice de dimensiuni mici şi cu performanţe ridicate care, ataşate animalelor, permit urmărirea de la distanţă fie a poziţiei animalului, fie a anumitor parametri fiziologici.

Lucrarea cuprinde un număr de 36 de referate, grupate în cinci părţi, precedate de o introducere, în care cunoscutul savant McCulloch abordează tema comunicaţiei între fiinţele vii.

În prima parte a lucrării se studiază posibilităţile telemetriei în cercetarea biologică. Cu ajutorul acestor metode se poate studia orientarea animalelor în libertate sau în condiţii de laborator, ca şi fiziologia omului şi a animalelor, în condiţii variate.

Partea a doua a lucrării se ocupă de stadiul actual al telemetriei biologice, arătîndu-se realizările atinse pînă în prezent ; se descrie, de asemenea, o serie de traductoare şi de dispozitive electronice utilizate în acest scop — inclusiv tehnica microelectronică.

Partea a treia a lucrării este dedicată urmăririi animalelor în cercetările ecologice şi în studierea mecanismului de orientare. Se descriu atît aparate utilizate în urmărirea animalelor de uscat, cît şi aparate care urmăresc animalele acvatice.

Partea a patra a lucrării se ocupă de utilizarea telemetriei pentru urmărirea comunicaţiilor dintre animale, atît în condiţii terestre, cît şi în condiţii acvatice. Se abordează problema telemetriei şi telestimulării creierului. Se descriu, de exemplu, experienţe privind acţionarea la distanţă a

maimuţelor, cu ajutorul unor electrozi implantaţi în mod cronic în creier.

Ultima parte a lucrării se ocupă de aplicarea telemetriei la studierea fiziologiei animalelor şi omului. Într-o serie de articole se arată, de exemplu, cum se pot înregistra de la distanţă parametrii fiziologici la păsările aflate în zbor sau cum se poate urmări temperatura ouălor la păsările din Antarctica.

Se descriu, de asemenea, aparate şi metode destinate urmăririi proceselor neurofiziologice la animale, transmiterea pe linii a datelor fiziologice, ca şi transmiterea la distanţe nu prea mari a acestor date cu ajutorul undelor de radio.

Lucrarea este interesantă atît pentru cei ce se ocupă de electronica medicală, cît şi pentru biologi.

Majoritatea comunicărilor prezentate în această lucrare sînt însoţite de o bibliografie bogată şi de un rezumat al discuţiilor care au avut loc la prezentarea lor.

Ed. Nicolau

DOCUMENTARE

Tissot, C. **Sistem automat de transmisie şi înregistrare a cîntăririi.** In : Rev. gén. d'électr., nr. 2, febr 1966, p. 225—228.

Echipamentul descris este adaptat pentru înregistrarea automată a cîntăririlor de combustibil cu care două poduri rulante asigură încărcarea, prin cinci puncte, a unor cuptoare. Echipamentul asigură imprimarea automată a cantităţilor de combustibil vărsate în fiecare punct, imprimă automat cantităţile de combustibil încărcate la fiecare oră şi la 24 ore, permite, la cerere, imprimarea cantităţii încărcate. Echipametul cuprinde : două ansamble, care efectuează pe fiecare pod rulant măsurarea greutăţii încărcate, două ansamble emiţător-receptor radio, care asigură transmisia informaţiei „greutate" de la podurile rulante la sala de control, şi un ansamblu electronic, în sala de control, destinat să efectueze operaţiile de totalizare şi înregistrare a diferitelor greutăţi cîntărite. Se preconizează închiderea sistemului într-o buclă automată.

Yechorum, C., Vuffray, G. **Transmiterea de semnale codificate pe linii telefonice.** In : Bull. de l'Association suisse des électr., nr. 4, 19 febr 1966, p. 152—155.

În articol se tratează unele probleme legate de transmiterea unor semnale provenind de la un sistem cu modulaţie în cod de impulsuri pe cabluri telefonice existente. Transmisia simultană a 24 de căi de comunicaţie pe o singură pereche telefonică cere o viteză de 1 644 000 biţi/s şi deci transmiterea unor componente mult superioare celor normale. Se analizează comportarea cablurilor telefonice la aceste frecvenţe şi dispozitivele de corectare şi amplificare a impulsurilor. Se descriu elementele de discriminare şi regenerare a impulsurilor deformate. Pentru a evita pierderea de informaţie, sistemul de codificare ales trebuie să asigure semnalului transmis o valoare medie constantă sau nulă. Sînt descrise cîteva astfel de sisteme.

Kay, B. G. **Alegerea voltmetrului numeric corespunzător.** In : Electronics, nr. 7, 4 apr 1966, p. 84—90.

În articol se analizează comparativ, din punct de vedere al costului, preciziei, definiţiei, sensibilităţii, stabilităţii, vitezei de citire şi rejecţiei zgomotului, voltmetre numerice realizate pe baza a diferite principii. Voltmetrul bazat pe compararea tensiunii de măsurat cu o tensiune liniar crescătoare şi măsurarea unui interval de timp are o precizie maximă de 0,05% şi este mai ieftin. Voltmetrul cu integrare, bazat pe conversia tensiune-frecvenţă, poate elimina efectul zgomotului de la intrare şi lucra cu o sensibilitate mărită. Voltmetrul de tip potenţiometric, care lucrează prin aproximări succesive, asigură o precizie superioară. O metodă nouă permite realizarea voltmetrului potenţiometric cu integrare, care îmbină avantajele celor două sisteme la un preţ de cost acceptabil, obţinîndu-se un sistem rapid, de mare precizie şi stabil la perturbaţii. Acest sistem a permis construirea de aparate cu definiţia de 1 la 10^5, sensibilitatea 1 μV, precizia 0,002% şi rejecţia zgomotului 160 dB.

Martin, E. N. **Un sistem pentru aprecierea performanţelor regulatoarelor utilizînd criteriul integral al erorii la pătrat.** In : Process control and automation, febr 1966, p. 27—32.

Articolul are o parte introductivă asupra criteriilor de apreciere a performanţelor unui sistem de reglare, arătîndu-se că experienţele indică, drept criteriu puternic, criteriul integral al erorii ridicate la pătrat.

Cea mai mare parte a articolului este consacrată construcţiei sistemului analizat. După descrierea schemei-bloc se analizează schema fiecărui bloc în parte, detaliat, indicîndu-se valorile numerice ale elementelor din scheme şi ridicîndu-se curbele care descriu funcţionarea regulatorului de pe legătura inversă din schema-bloc şi cele pentru calibrarea blocului de ridicare la pătrat a erorii.

În final se arată la ce rezultate s-a ajuns prin folosirea sa în cercetarea unor sisteme de reglare :

— sisteme de transmisie pneumatică (s-au studiat comparativ linii de transmisie pneumatică cu parametri diferiţi : material, lungime, diametru etc.) ;

— aprecierea calităţii regulatoarelor, comparaţie între regulatoarele electronice şi cele pneumatice, pentru reglarea temperaturii într-un proces ;

— comparaţie între sistemele continue şi cele eşantionate. Se arată că generatorul de semnal de intrare poate fi dezvoltat pentru o gamă largă de astfel de semnale şi că întregul sistem poate fi modificat în scopul aplicării şi a altor criterii te apreciere a performanţelor regulatoarelor. Sistemul condtruit are o mare valoare didactică, practică şi de cercetare ştiinţifică.

Nicholson, A. W. **Metode de comandă a benzilor magnetice care lucrează simultan.** In : Proc. I.E.E., mart 1966.

Pentru a se putea adapta posibilităţilor de calcul ale calculatoarelor electronice moderne, dispozitivele periferice trebuie să funcţioneze simultan. Fiecărui dispozitiv periferic i se asociază un cuvînt instrucţiune — sau mai multe — care definesc operaţia curentă. Acest cuvînt este reactualizat după fiecare transfer de informaţie între maşină şi dispozitivul periferic respectiv.

Între două blocuri de informaţie înregistrate pe bandă există porţiuni de bandă şterse care sînt necesare pentru a se asigura accelerarea acesteia la viteza nominală şi, respectiv, frînarea ei. Timpii necesari acestor operaţii sînt generaţi în fiecare unitate de comanda de memorie pe bandă. Analizîndu-se în detaliu etapele de lucru ale unităţii de bandă magnetică, s-a constatat că există posibilitatea ca să fie eliminată partea locală de echipament, necesară pentru formarea spaţiilor interblocuri, la înscrierea informaţiei. Pentru aceasta, o singură unitate centrală este comandată de mai multe unităţi periferice, folosindu-se metoda diviziunii în timp, ceea ce conduce la o economie importantă de echipament.

Longden, M., Page, L., Scantlebury, R. **Evaluarea eficacităţii redondanţei triple în sisteme numerice.** In: Microelectronics and reliability, febr 1966.

Utilizarea componentelor redondante este recomandată pentru mărirea productivităţii circuitelor integrate şi a siguranţei de funcţionare a sistemelor numerice. O metodă în acest sens este utilizarea a trei echipamente identice şi examinarea stării la ieşire: dacă numai un sistem este defectat, interpretarea corectă a ieşirii se menţine, însă două defectări vor duce la interpretări eronate.

Ideea de bază poate fi îmbunătăţită prin examinarea „votului" în mai multe puncte din sistem, putîndu-se căuta un optim între dimensiunile sistemului şi siguranţa fiecărui element.

Autorii analizează în detaliu diferitele metode propuse, utilizînd un bogat aparat matematic, şi ajung la concluzii utile privind alegerea metodei celei mai convenabile în funcţie de diferitele utilizări.

Andrew, A. M. **Numărător binar fără transporturi, pînă la 1 099 508 482 050.** In: Electronic eng., mart 1966.

La baza numărătorului propus stă registrul de deplasare cu reacţie. Într-un astfel de registru starea primului trigger al registrului este determinată ca o funcţie logică de stările celorlaltor triggere. Autorul exemplifică rezultatele obţinute pe un registru cu cinci ranguri dacă se ataşează un circuit de reacţie care realizează funcţia logică „sumă modulo 2", primind la intrare semnalele de la rangurile 2 şi 5 şi comandînd, prin ieşirea sa, starea primului rang.

Utilizările registrului de deplasare cu reacţie sînt numeroase: ca generator de numere pseudoaleatorii în transmisii cifrate, ca numărător rapid, datorită acţionării în paralel a tuturor rangurilor (deşi succesiunea stărilor nu este cea naturală).

Este interesant de considerat acest registru ca reprezentare a unui mediu în care starea unor puncte distribuite pe o direcţie poate fi modificată (ceea ce ar corespunde „stabilirii" registrului).

Deplasarea ar corespunde deplasării mediului.

O astfel de reprezentare ar putea fi utilă pentru explicarea unor fenomene de genetică.

Adby, P. R. **Circuite de afişare binară utilizînd transistoare şi tuburi indicatoare numerice cu descărcare în gaz.** In: Electronic eng., nr. 547, mart 1966, p. 147—151.

Tuburile indicatoare numerice cu descărcare în gaz sînt utilizate peste tot în aparaturile de numărare transistorizate la care se cere o indicare vizuală. Unităţile de numărare lucrînd de obicei într-un sistem în care patru circuite formează o decadă, informaţiile binare sînt utilizate pentru a acţiona una dintre cifrele de la 0 la 9. Această operaţie este efectuată de un sistem de decodificare urmat de amplificatoare de acţionare. Pot fi incluse şi circuite de memorizare. Tubul indicator este constituit dintr-un anod şi zece catozi montaţi într-un balon de sticlă umplut cu neon. Comutarea catozilor este realizată de transistoare. Decodificarea se face cu diode şi transistoare. Memoriile se bazează pe circuite bistabile. Circuitele descrise satisfac necesităţile unui sistem de afişare a numărării sigur şi ieftin.

Întreruptor magnetic instantaneu. In: Automatizace (R.S.C.), nr. 1, 1966.

Obiectul acestui patent este îmbunătăţirea activităţii releului cu contacte al cărui sistem de contacte (închis într-un tub de sticlă) este comandat prin schimbarea poziţiei magnetului exterior. Pentru cazurile cînd magnetul exterior se deplasează cu viteză mică, contactele se conectează sau se deconectează cu viteză mică, ceea ce măreşte scînteia, astfel că ele se ard. Acest dezavantaj este înlăturat de patent.

În figură este dată secţiunea longitudinală a tubului. În tubul *1*, făcut din material nemagnetic (sticlă), sînt introduse clemele contactelor fixe *4*, *8* şi clema elastică *5* a contactului *3*. La clema elastică *5* este fixat magnetul auxiliar *6*, iar pe clema fixă *8*, miezul de fier *7*. În stare iniţială, contactele *2*, *3* sînt deschise şi magnetul *6* este atras de miezul de fier *7*, iar contactele *9*, *3* sînt închise. La apropierea magnetului de comandă *10* de tubul întreruptor se învinge la un moment dat atracţia dintre miezul *7* şi magnetul *6*. Cînd influenţa

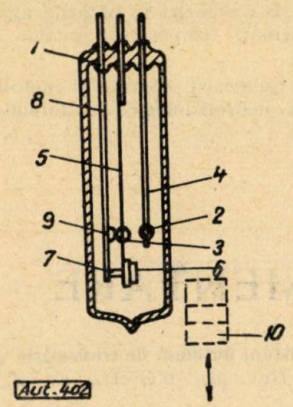
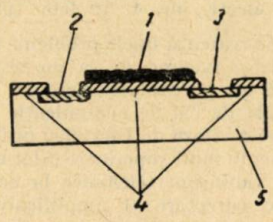


Fig. 1

lui *10* este suficient de mare, se închid instantaneu contactele *2*, *3*. Acest întreruptor poate fi folosit şi la comanda la distanţă dacă se înlocuieşte magnetul *10* cu un electromagnet. Dimensiunile sînt 80 mm lungime şi 15 mm diametru. Verificarea lui în practică, în reglarea automată a nivelului lichidelor, a dat rezultate bune.

Transistoare MOS în circuite de automatizare. In: Automatizace (R. S. C.), nr. 1, 1966.

Transistorul MOS (metal-oxid-semiconductor) este un nou element semiconductor care include avantajele transistoarelor şi ale lămpilor electronice. Tehnologia lui de fabricaţie este asemănătoare ca la transistoarele „planare", astfel încît



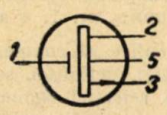


Fig. 1

sînt recomandabile pentru circuite de integrare. Proprietatea caracteristică a transistorului MOS este rezistenţa mare de intrare (peste 10^{11} Ω), determinată de conductibilitatea stratului de SiO_2, care izolează electrodul de intrare. În figură este redat principiul constructiv şi notarea simbolică. Conform tabelei din articol, fabricarea este de patru feluri: două grupe de *p* şi două grupe de *n* (cu conectarea semiconductorului de bază la sursă sau la electrodul colector), ceea ce duce la obţinerea de caracteristici diferite. Aceste patru tipuri permit conectarea circuitelor logice, a modulatoarelor,

a amplificatoarelor de curent continuu etc. Raportul curentului în stare conductibilă şi neconductibilă la invertorul complementar este mai mare decît 10^4. Avînd o rezistenţă mare de intrare, transistoarele MOS nu au nevoie de adaptoare de putere, ca la transistoarele „planare", şi permit deci să se alcătuiască circuite logice cu multe elemente. Cu transistoare MOS s-au alcătuit elemente pentru funcţii secvenţiale prin metoda circuitelor de integrare.

Transistoarele MOS se recomandă şi ca elemente de intrare a amplificatoarelor pentru traductoare cu mare rezistenţă internă; tipuri speciale sînt folosite ca înlocuitoare ale lămpilor electronice electrometrice. Avînd rezistenţă termică şi mecanică, MOS pot înlocui elementele de intrare existente ale amplificatoarelor la măsurarea cu camere de ionizare prin metode de absorbţie şi reflectarea izotopilor industriali.

Transistoarele MOS au proprietăţi de întreruptoare avantajoase pentru folosirea în modulatoare. În conectarea a două transistoare MOS nu apare eroare de tensiune, deoarece caracteristicile lor trec prin nul şi electrodul lor conductor este complet izolat. În această conectare, transistorul MOS se comportă aproape ca un întreruptor ideal, a cărui rezistenţă în stare neconductoare este mai mare decît $10^7\,\Omega$.

Măsurare – Reglare

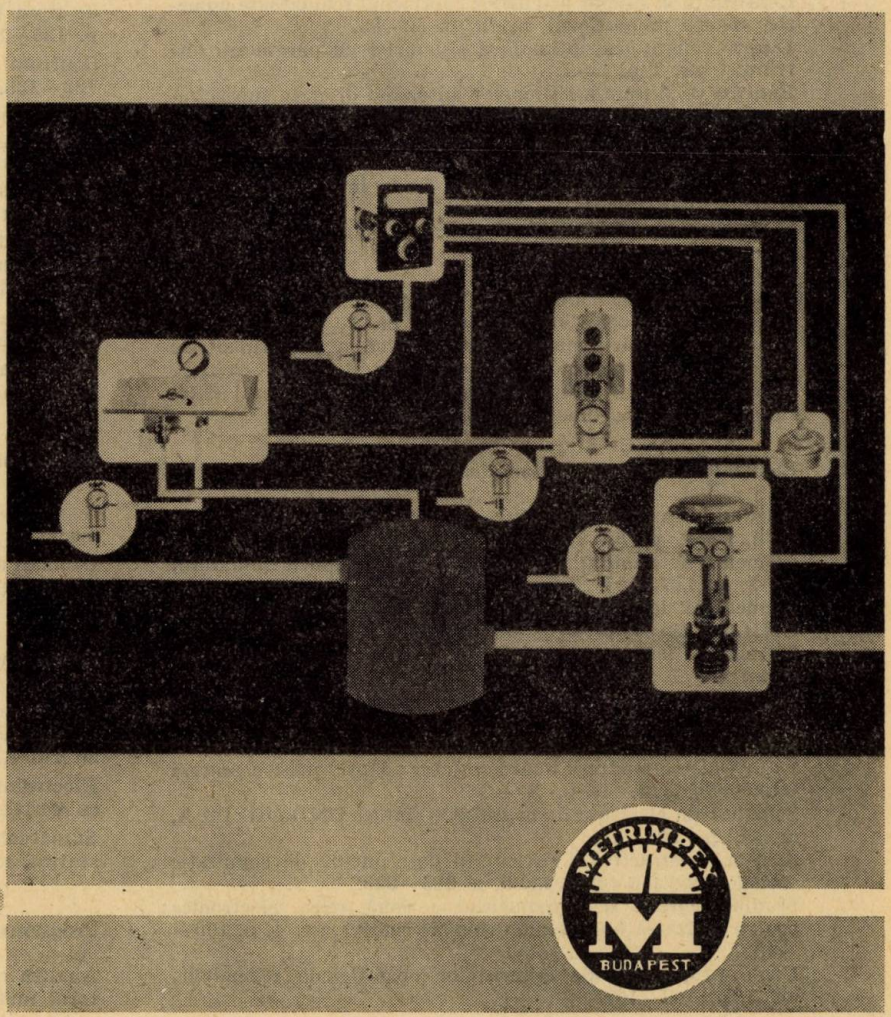
Elemente de reglare pneumatice
Sisteme complete de reglare pneumatică

Aparate complet transistorizate pentru măsurarea cu mare precizie a nivelului fluidelor în rezervoare

EXPORTĂ:

METRIMPEX

Intreprindere ungară pentru exportul produselor industriei producătoare de aparatură



Adresa poştală: Budapesta 62.
Cutia poştală 202. Ungaria
Adresa telegrafică: Instrument Budapest

E 2551

MŰSZAKI KÖNYVTÁR 1883

INDEX ALFABETIC DE SUBIECTE

– PE RUBRICI ȘI PROBLEME –

AUTOMATICA ȘI ELECTRONICA, 1966

ARTICOLE ȘI NOTE

Teoria sistemelor automate

Asupra stabilității schemei cu elemente operaționale reversibile pentru soluționarea sistemelor liniare de ecuații algebrice, nr. 6, p. 282–283.
Contribuții la studiul sistemelor cuprinzînd regulatoare numerice de tip proporțional, nr. 2, p. 82–86.
Despre conducerea optimală a sistemelor cu parametrii distribuiți, nr. 1 p. 1–5.
Funcția de filtrare a sistemelor automate discrete sub acțiunea semnalelor fluctuante staționare, nr. 2, p. 56–61.
Locul rădăcinilor ecuației caracteristice a sistemelor cu timp mort, nr. 2, p. 61–69.
Matrice logice complete. Folosirea lor în minimizarea expresiilor booleene, nr. 3, p. 97–102.
Metodă grafoanalitică pentru calculul dinamic și proiectarea sistemelor automate neliniare și autoacordabile, nr. 1, p. 22–30.
O metodă de acordare optimă a regulatoarelor PI pentru instalații tehnologice cu timp mort, nr. 1, p. 5–9.
O metodă de determinare aproximativă a performanțelor tranzitorii în cazul proceselor rapide, nr. 6, p. 265–268.
Studiul stabilității sistemelor eșantionate cu ajutorul criteriului Mihailov-Leonhard. nr. 4, p. 186–189.

Elementele sistemelor automate

Calculul organelor de execuție pentru reglarea debitelor de fluid, nr. 2. p. 70–75.
Elemente de comutație statică utilizate în tehnica numărării, nr. 3, p. 117–125.
Elementele de ieșire și sursele de alimentare ale sistemului UNILOG tip A, nr. 5, p. 213–218.
Elementele pentru scheme de prelucrare logică și elementele de intrare ale sistemului UNILOG tip A, nr. 5, p. 206–212.
O metodă de determinare a histerezisului triggerului Schmitt, nr. 1, p. 30–32.
O metodă de variere a parametrilor unui regulator electronic PI în vederea realizării unui regulator adaptiv pentru procese tehnologice, nr. 1, p. 37–38.
Sistemul de elemente de comutație statică UNILOG tip A, nr. 5, p. 201–205.
Soluția constructivă a sistemului de elemente de comutație statică UNILOG tip A, nr. 5, p. 225–229.
Studiul teoretic și experimental a două relee electronice pentru sesizarea lipsei semnalelor alternative, nr. 4, p. 190–193.
Unele proprietăți ale elementelor operaționale reversibile, nr. 3, p. 102–107.

Aplicațiile industriale ale sistemelor automate

Asupra metodelor electronice pentru măsurat zgomotul rulmenților, nr. 4, p. 157–171.
Automatizarea reaprinderii excitației redresorului cu mercur de tipul R.M.N.V.-500 × 6 pentru cazuri particulare, nr. 3, p. 125–128.
Controlul centralizat actual în extracția țițeiului, nr. 3, p. 128–133.
Instalația de comandă selectiv-colectivă pentru ascensor de persoane, realizată cu elemente de comutație statică UNILOG tip A, nr. 5, p. 245–249.
Scheme de semnalizare cu elemente ale sistemului UNILOG tip A, nr. 5, p. 242–245.
Sisteme de reglare moderne cu elemente de execuție cu tiristoare pentru acționări electrice în curent continuu, nr. 4, p. 149–154.
Un accelerometru tensometric cu amortizare artificială realizată prin corecție electrică, nr. 4, p. 155–159.
Utilizarea elementelor de comutație statică UNILOG tip A în instalațiile de automatizare, nr. 5, p. 230–236.

Telemecanică

Aspecte specifice ale transmisiei de date în telemecanică, nr, 2, p. 75–82
Utilizări ale elementelor de comutație statică UNILOG tip A în telemecanică, nr. 5, p. 250–256.

Calculatoare electronice

Calculatorul electronic analogic MAC-1, nr. 4, p. 160–164.
Circuit de comandă operațională îmbunătățit pentru calculatorul ANCA, nr. 3, p. 137–140.
Electrointegrator pentru soluționarea ecuațiilor diferențiale cu derivate parțiale de tip eliptic, nr. 1. p. 18–21.
Sumatoare numerice realizate cu elemente de comutație statică, nr. 5, p. 236–242.

Programare și modelare

Analiza circuitelor de amplificare cu transistoare cu ajutorul metodei grafurilor de semnal, nr. 1, p. 10–18.

Limbajul algoritmic elaborat de grupul GAMS, nr. 3, p. 133—136.
Unele probleme de modelare tratate prin metoda grafurilor, nr. 6, p. 279—282.
Unele rezultate noi obţinute din modelarea analogică a ecuaţiei mişcării particulelor solide antrenate de un flux curbiliniu, nr. 4, p. 171—174.

Electronică industrială şi dispozitive

Analiza regimului static în cazul circuitului bistabil cu o diodă tunel, nr. 4, p. 175—178.
Circuite de comutaţie cu diode tunel, nr. 4, p. 178—185.
Circuite şi blocuri pentru funcţiuni dependente de timp, nr. 5, p. 218—225.
Descrierea matematică a proceselor tranzitorii care au loc în circuitul bistabil Kaenel, nr. 6, p. 273—278.
Despre calculul benzii de frecvenţă necesare discriminării de amplitudine, nr. 2, p. 49—55.
Dispozitiv de selecţie cu circuit de blocare, nr. 4, p. 164—167.
Ipoteze simplificatoare în proiectarea amplificatoarelor operaţionale, nr. 3, p. 112—116.
Măsurarea permitivităţii şi conductivităţii materialelor în microunde prin metoda perturbaţiei cavităţii, nr. 6, p. 269—273.
Metodă de stabilizare a spectrometrelor cu scintilaţie, nr. 1, p. 33—36.
Oscilatoare cu stabilitate ridicată a frecvenţei realizate cu transistoare, nr. 6, p. 261—265.
Sistemul de stabilizare a redresorului de 48 V—20 A fabricat de uzina „Electromagnetica", nr. 4, p. 193—197.

Fizică nucleară

Sistem de blocare a fotomultiplicatorului în tehnica fasciculului pulsat, nr. 3, p. 107—112.

ACTUALITAŢI

Aplicarea calculatoarelor analogice pentru conducerea proceselor industriale, nr. 2, p. 88—89.
Asupra cîtorva direcţii de cercetări în domeniul sistemelor automate, nr. 1, p. 39—40.
Asupra specificaţiilor pentru procurarea aparaturii de automatizare, nr. 2, p. 88.
Calculatoare numerice în industria chimică şi a oţelului, nr. 6, p. 286.
Comparaţie între conducerea unui proces prin regulatoare analogice şi regulatoare numerice, nr. 5, p. 258.
Comutaţie statică întrebuinţînd dispozitive pneumatice. O nouă tendinţă în acest domeniu, nr. 5, p. 256—257.
Conducerea procesului tehnologic din fabricile de hîrtie şi ciment prin calculatoare numerice, nr. 3, p. 142.
Dirijarea circulaţiei urbane cu ajutorul calculatoarelor electronice, nr. 5, p. 258—259.
Eficienţa economică şi viitorul automatizării proceselor industriale, nr. 2, p. 87—88.
Folosirea calculatoarelor pentru conducerea rafinăriilor de petrol, nr. 3, p. 143.
Întreţinerea aparaturii de automatizare, nr. 1, p. 40.
Întreţinerea instalaţiilor automate, nr. 6, p. 283.
Metode de măsură numerică a puterilor active şi reactive în sistemele energetice, nr. 3, p. 140.
Microminiaturizarea şi utilizarea ei la calculatoarele numerice, nr. 1, p. 41—42.
O nouă propunere pentru alegerea optimă a parametrilor unui regulator tip PID, nr. 6, p. 284—285.
Reglări şi măsurări în unităţile moderne mari cazan-turbină, nr. 6, p. 284.
Sistem de reglare electronic a cărui asimilare pentru fabricaţie este în curs în ţară la FEA (Fabrica de elemente de automatizare), nr. 3, p. 141—142.
Sisteme de reglare cu mai multe intrări şi ieşiri, nr. 2, p. 86—87.
Sistemele autoadaptive. Generalităţi, nr. 1, p. 38—39.
Studii medicale cu ajutorul calculatoarelor electronice, nr. 3, p. 144.
Sugestii pentru a îmbunătăţi introducerea teoriilor moderne de automatică în practică, nr. 5, p. 257.
Utilizarea calculatoarelor în automatizarea proceselor tehnologice, nr. 1, p. 41.

RECENZII

Aparate automate de măsură, nr. 2, p. 93.
Automatică aplicată, nr. 2, p. 90.
Automatizarea instalaţiilor petroliere din rafinării, partea a II-a, nr. 4, p. 198.
Cibernetica şi învăţămîntul, nr. 1, p. 42—43.
Bazele logice ale maşinilor cifrice şi ale programării, nr. 2, p. 92.
Bazele tehnicii măsurării electrice numerice, nr. 6, p. 288.
Biotelemetrie. Lucrările Conferinţei interdisciplinare de la New York, nr 6, p. 288—289.
Dispozitive şi circuite electronice în instalaţii cu izotopi radioactivi, nr. 2, p. 90—91.
Maşini de calcul electronice cifrice, nr. 2, p. 91.
Măsrurări în electronică, nr. 2, p. 92.
Metode de soluţionare a problemelor cu condiţii la limită pe modele electronice, nr. 2, p. 93.
Modulare şi codificare în sistemele automate, nr. 2, p. 93.
Operaţii elementare în maşinile de calcul, nr. 6, p. 287.
Probleme ale ciberneticii teoretice, nr. 3, p. 145
Problemele teoriei şi utilizării modelării matematice, nr. 2, p. 91.
Progrese în calculatoare, vol. II, nr. 1, p. 43.
Progrese în calculatoare, vol. III, nr. 1, p. 43—44.
Sisteme autoadaptive. Lucrările primei Conferinţe unionale în domeniul teoriei şi practicii sistemelor autoadaptive, nr. 6, p. 287.
Sisteme automate cu maşini numerice de comandă, nr. 3, p. 144.
Sisteme hidrostatice ale maşinilor—unelte şi preselor, nr. 2, p. 89—90.
Tehnica calculului numeric şi programarea. Culegere de articole sub redacţia lui A. I. Kitov, nr. 6, p. 288.
Tehnica reglării automate, nr. 4, p. 197—189.
Teoria şi utilizarea sistemelor automate, nr. 2, p. 92.
Utilizarea metodelor ciberneticii tehnice în proiectarea proceselor industriale, nr 6, p. 287.

DOCUMENTARE

nr. 1, p. 44— 46
nr. 2, p. 94— 95
nr. 3, p. 145—146
nr. 6, p. 289—291

CRONICĂ

A 20-a conferinţă anuală ISA, Los Angeles, 4—7 octombrie 1965, nr. 3 p. 146.
Al 3-lea congres şi salon internaţional al tehnicii de laborator ILMAC-66, Basel, 17—22 octombrie 1966, nr. 3, p. 147.
Al 8-lea salon internaţional Didacta, Basel, 24—28 iunie 1966, nr. 3, p. 147.
Al XIII-lea congres ştiinţific internaţional de electronică, Roma, 15—20 iunie 1966, nr. 2, p. 96.
Cel de-al 3-lea congres IFAC, Londra, 20—25 iunie 1966, nr. 3, p. 147.
Control abstracts, nr 3, p. 148.
Expoziţie cehoslovacă de calculatoare analogice tip MEDA, Bucureşti, aprilie 1966, nr. 3, p. 148.
Expoziţie elveţiană de hidraulică şi pneumatică, Zürich, 3—8 noiembrie 1966, nr. 3, p. 147.
Salonul internaţional de electroacustică, Paris, 3—8 februarie 1966, nr. 1, p. 48.

Salonul internaţional de elemente electronice, Paris, 3—8 februarie 1966, nr. 1, p. 47.
Sărbătorirea centenarului introducerii sistemului metric în România, Bucureşti, 12—16 septembrie 1966, nr. 4, p. 199.
Seminar de control optimal şi calcul hibrid, Dubrovnik, 8—20 august 1966, nr. 3, p. 147.
Seminar de teoria grafurilor, Roma, 8—12 iulie 1966, nr. 3, p. 148,
Sesiune de comunicări tehnico-ştiinţifice cu tema „Realizări în domeniul automatizărilor şi calculatoarelor electronice", Timişoara, 23—24 octombrie 1965, nr. 1, p. 47.
Sesiune de comunicări tehnico-ştiinţifice în domeniul automaticii, Bucureşti, 6—8 octombrie 1966, nr. 3, p. 146.
Simpozion asupra reglajului automat utilizat în distribuţia energiei electrice, Manchester, 29—31 martie 1966, nr. 2, p. 96.
Simpozion internaţional asupra reţelelor generalizate, New York, 12—14 aprilie 1966, nr. 2, p. 96.

INDEX ALFABETIC DE AUTORI

AUTOMATICA ŞI ELECTRONICA, 1966

A

Anastasiu, S.: nr. 4, p. 149—154
Andrei, Gh.: nr. 5, p. 225—229
Ardeleanu, Gh.: nr. 2, p. 56—61
Argintaru, I.: nr. 5, p. 201 — 205, 206—212

B

Bartzer, St.: nr. 3, p. 125—128
Băjenescu, T.: nr. 4, p. 171—174
Belea, C.: nr. 1, p. 22—30
Brana, V.: nr. 2, p. 75—82
Butkovski, A. G.: nr. 1, p. 1—5

C

Călin, S.: nr. 1, p. 5—9; nr. 6, p. 265—268.
Călușiță, M.: nr. 1, p. 37—38; nr. 2, p. 61—69
Comănescu, V.: nr. 3, p. 117—125
Constantin, P.: nr. 2, p. 82—86
Constantinescu, M.: nr. 4, p. 149—154
Cserveny, I.: nr. 4, p. 186—189
Cuniță, D.: nr. 5, p. 213—218

D

Damsker, D.: nr. 3, p. 97—102
Davidoviciu, A.: nr. 5, p. 230—236
Dimo, P.: nr. 4, p. 160—164; nr. 3, p. 112—116
Duma, M.: nr. 4, p. 164—167
Dumitrache, I.: nr. 2, p. 70—75

E

Emanoil, D.: nr. 4, p. 149—154

F

Felea, I.: nr. 5, p. 218—225
Florea, S.: nr. 2, p. 70—75

G

Georgescu, I. A.: nr. 4, p. 167—171
Ghelfan, P.: nr. 1, p. 33—36
Gliga, Al.: nr. 4, p. 193—197
Guran, M.: nr. 4, p. 160—164

I

Ilie, C.: nr. 3, p. 128—133
Ioanoviciu, M.: nr. 3, p. 137—140
Ionescu, C.: nr. 5, p. 218—225, 242—245
Ionescu, D.: nr. 5, p. 245—249
Ivanov, E.: nr. 3, p. 107—112

J

Jakab, I.: nr. 2, p. 49—55; nr. 4, p. 115—159

L

Lazăr, I. S.: nr. 5, p. 236—242
Lungu, C.: nr. 3, p. 117—125; nr. 5, p. 206—212

M

Mangiurea, F. O.: nr. 4, p. 193—197
Mihăilescu, E.: nr. 5, p. 250—256
Miron, C.: nr. 3, p. 137—140
Murgan, A. T.: nr. 6, p. 279—282.

N

Negreanu, D.: nr. 4, p. 178—185; nr. 5, p. 250—256

P

Petrescu, A.: nr. 1, p. 18—21,; nr. 3, p. 102—107; nr. 4, p. 160—164; nr. 6, p. 282—283.
Petrescu, M.: nr. 1, p. 10—18; nr 6, p. 261—265.
Poenaru, D.: nr. 1, p. 30—32; nr. 3, p .107—112
Ponner, I.: nr. 4, p. 190—193
Pozsar, Z.: nr. 5, p. 245—249

R

Radu, O.: nr. 5, p. 250—256
Rugină, I.: nr. 4, p. 155—159
Rulea, G.: nr. 6, p. 269—273.

S

Steiner, M.: nr. 4, p. 164—167
Şipoş, I.: nr. 4, p. 160—164

T

Tătaru, E.: nr. 4, p. 175—178; nr. 6, p 273—278.
Tecuceanu, M.: nr. 5, p. 218—225
Toader, S.: nr 5, p. 201—205
Tutunaru, I.: nr. 5, p. 213—218

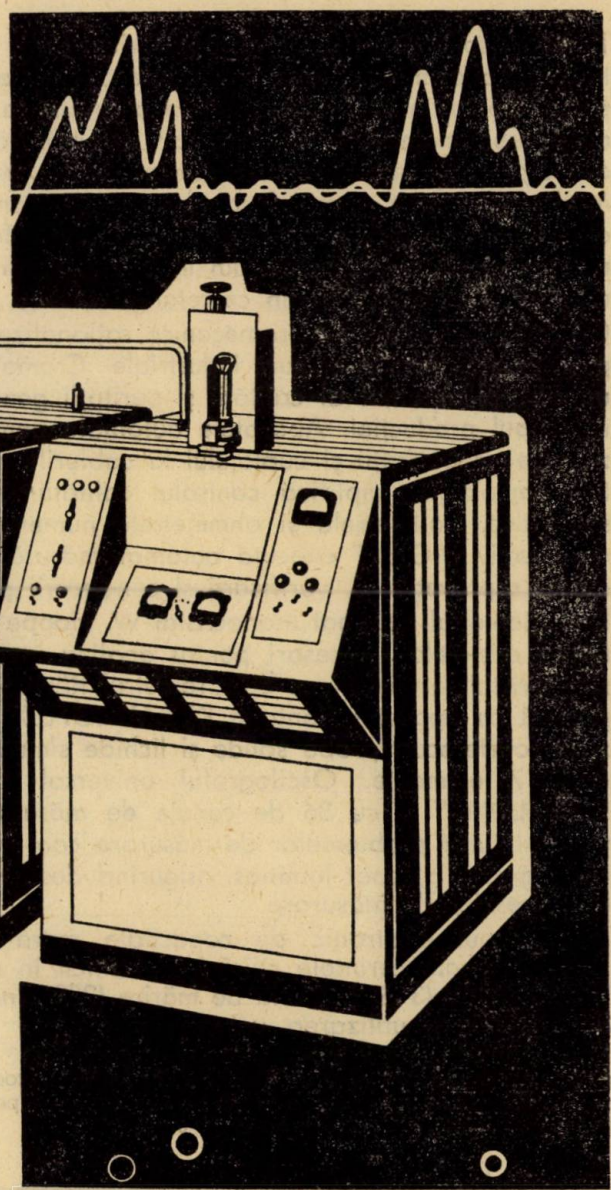
V

Vaida, D.: nr. 3, p. 133—136

Z

Zaciu, R.: nr. 6, p. 269—273
Zaharescu, A.: nr. 4, p. 155—159

Spectro-metre de masă



Serie unică livrează V/K „TECHSNABEXPORT“

МИ — 308
309
МИ — 319
311
МХ — 304
306

Destinate pentru analiza izotopică și moleculară a compoziției gazelor, lichidelor și corpurilor solide. Fiecare spectrometru de masă în funcție de destinația sa se completează cu subansamble și blocuri unificate, comune pentru toată seria unică.

Adresa noastră :

Moscova, G — 200
Smolenskaia — Sennaia, 32/34
V/K „TECHSNABEXPORT“
Telex : 974

VSESOJUZNAJA EXPORTNO-IMPORTNAJA KONTORA
Techsnabexport
USSR MOSCOW

MĂSURARE AUTOMATĂ

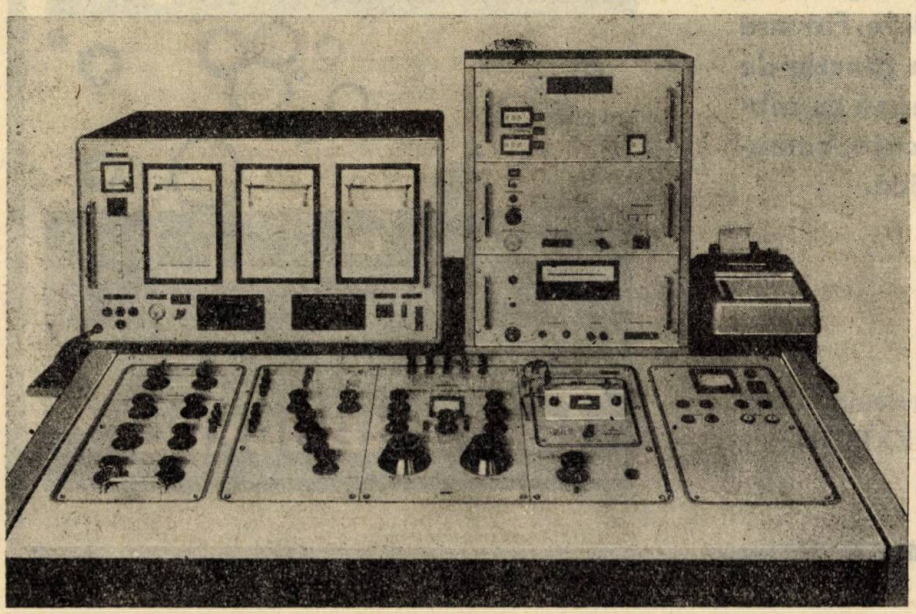
Tendința spre automatizarea măsurărilor duce la rezultate continuu înnoite în ceea ce privește dezvoltarea aparatelor și dispozitivelor de măsurat. Executarea automată a programelor de măsurare, memorizarea valorilor de măsură și prelucrarea analogă ori numerică în calculatoare sînt astăzi de la sine înțelese. Datorită gamei largi de aparate construite și livrate de noi, aceste progrese tehnice pot fi aplicate atît în problemele diverse de măsurare din industrie, cît și în diferite condiții de experimentare din cercetarea tehnică și științifică.

Cîntarele automate electromecanice raționalizează procesul de producție în multe ramuri industriale. Cromatografele permit un control automat al calității și purității gazelor și lichidelor în timpul producției. Aparatele automate pentru controlul rezistenței, capacității și cuplajului la cablurile multifilare pentru telecomunicații simplifică controlul calității și elimină erorile subiective. Voltmetrele și ohmmetrele numerice ale sistemului constructiv DIGIZET execută automat măsurări de precizie în cursul supravegherii, verificării și conducerii proceselor.

Difractometrul automat monocristal W. Hoppe determină parametrii cristalelor, necesari pentru analiza completă a structurilor cristaline complexe. Spectrometrul Röntgen multicanal împreună cu aparatul Röntgen KRISTALLOFLEX 4 analizează în timp foarte scurt probe solide și lichide simultan pentru maximum 7 elemente. Oscilograful universal cu spot luminos OSCILLOMAT U cu 36 de canale de măsurat permite rezolvarea tuturor problemelor de măsurare care apar în domeniul oscilografiei cu spot luminos, asigurînd desfășurarea automată a proceselor de măsurare.

Microscopul electronic de capacitate mare ELMISKOP I A satisface toate cerințele științei și tehnicii în ceea ce privește sensibilitatea (3 Å !), gama de mărire (200 pînă la aproximativ 380 000 : 1) și utilizarea universală.

Aparatură de măsurat pentru capacitate și tg δ cu autoadaptor înregistrator și instalație de prelucrare a valorilor de măsură, pentru controlul fără deteriorare al materialelor izolante de orice fel.



SIEMENS

Universalitate tehnică

În Întreprinderile SIEMENS lucrează 257 000 de persoane în domeniul tehnicii telecomunicațiilor, al tehnicii de curent de înaltă tensiune și al tehnicii de măsurare și reglare, de la producția de transistoare pînă la construcția de reactoare, de la electromotorul de serie pînă la centrul de calcul electronic. Cercetătorii și inginerii noștri se străduiesc în continuu să exploateze cele mai noi rezultate ale cercetării, cum și rezultatele practice obținute într-un sector anumit pentru a le folosi în toate celelalte sectoare.

Această universalitate a Întreprinderilor SIEMENS pe întregul domeniu al electrotehnicii – un semn caracteristic al succesului lor – este de un deosebit folos fiecărui client al nostru : fiecare instalație construită de noi, fiecare aparat produs în uzinele noastre conține rezultatul tuturor experiențelor adunate și exploatate zilnic într-o întreprindere atît de multilaterală.

Aceasta înseamnă pentru Dumneavoastră că dacă este vorba de construirea unui centru de calcul electronic sau de dezvoltarea unei acționări speciale, dacă aveți intenția să construiți o centrală de forță, să automatizați o fabrică de laminate sau să măriți o rețea de telecomunicație, adică oriunde este vorba de electrotehnică, vă stă oricînd la dispoziție în Întreprinderile SIEMENS o echipă de colaboratori calificați.

SIEMENS & HALSKE AG
7500 Karlsruhe
Rheinbrückenstrasse 50
Republica Federală Germană

SIEMENS

DATE — SESIZAREA, TRANSMITEREA ŞI PRELUCRAREA LOR

Toate domeniile ştiinţei şi tehnicii, ale economiei şi administraţiei sînt sectoare în care se aplică sisteme de date, adică sisteme care sesizează, transmit şi prelucrează date sub orice formă.

Întreprinderile SIEMENS oferă asemenea sisteme cu experienţa unei întreprinderi mondiale.

În colaborare cu organizaţii de administraţie şi cu toate domeniile ştiinţei am adunat experienţă practică în numeroase aplicări.

Tehnicienii noştri din sectoare diferite, cum şi economiştii şi specialiştii noştri sînt obişnuiţi a rezolva eficace chiar şi probleme dificile. Un număr mare de programe raţionale stau deja la dispoziţia clienţilor noştri.

Dv. primiţi împreună cu instalaţiile tehnice şi analizele şi rezolvările problemelor ; personalul dv. va fi instruit la cursuri speciale.

Sistemele SIEMENS de prelucrarea datelor dau rezultate bune chiar în cele mai dificile condiţii de lucru, în forme de organizare mari şi mici a tuturor gradelor de automatizare.

Întreprinderile SIEMENS au o parte principală în dezvoltarea sistemelor de prelucrarea datelor în Europa ; cercetătorii lor au construit prima instalaţie pentru prelucrarea datelor complet transistorizată.

Sistemele SIEMENS de prelucrarea datelor capătă an de an aplicaţii mai largi. Ele se extind de la sesizarea de date pînă la comanda producţiei, de la decizii simple logice pînă la calcule pentru reactoare.

CÎTEVA EXEMPLE DIN ADMINISTRAŢIE

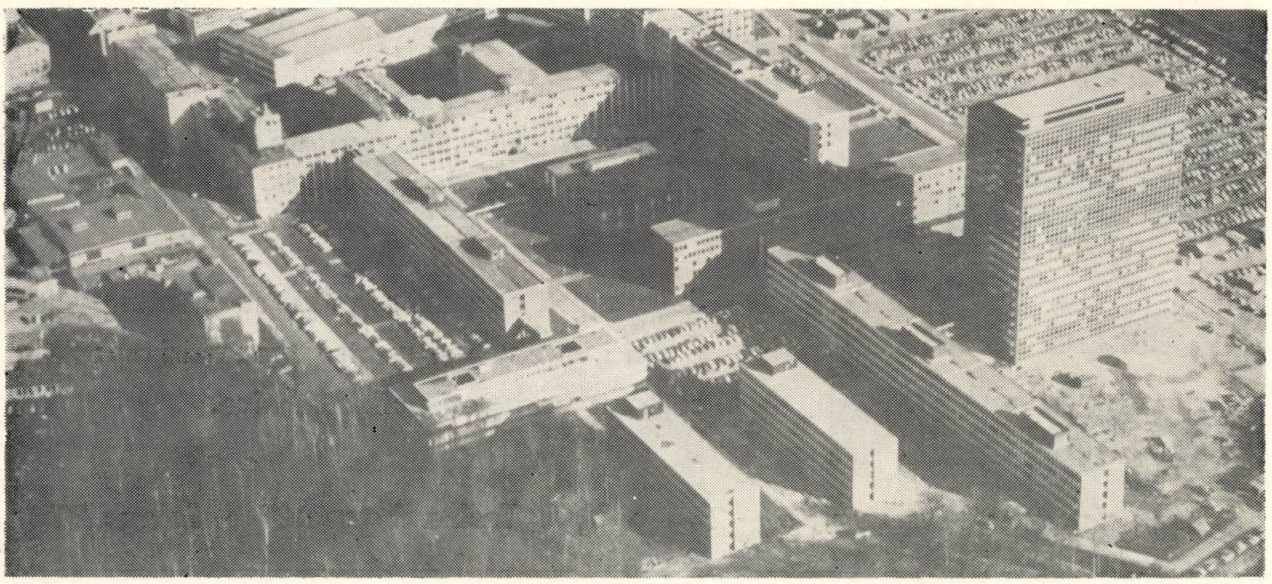
Statistică, planificare
Supravegherea planurilor de finanţare, calcule economice
Calcule de salarii şi de prestaţii
Facturări
Planificare de transporturi şi comenzi
Rezervare de locuri la întreprinderile de transport
Planificarea şi supravegherea proiectării
Executarea problemelor de raţionalizare şi
Financiare

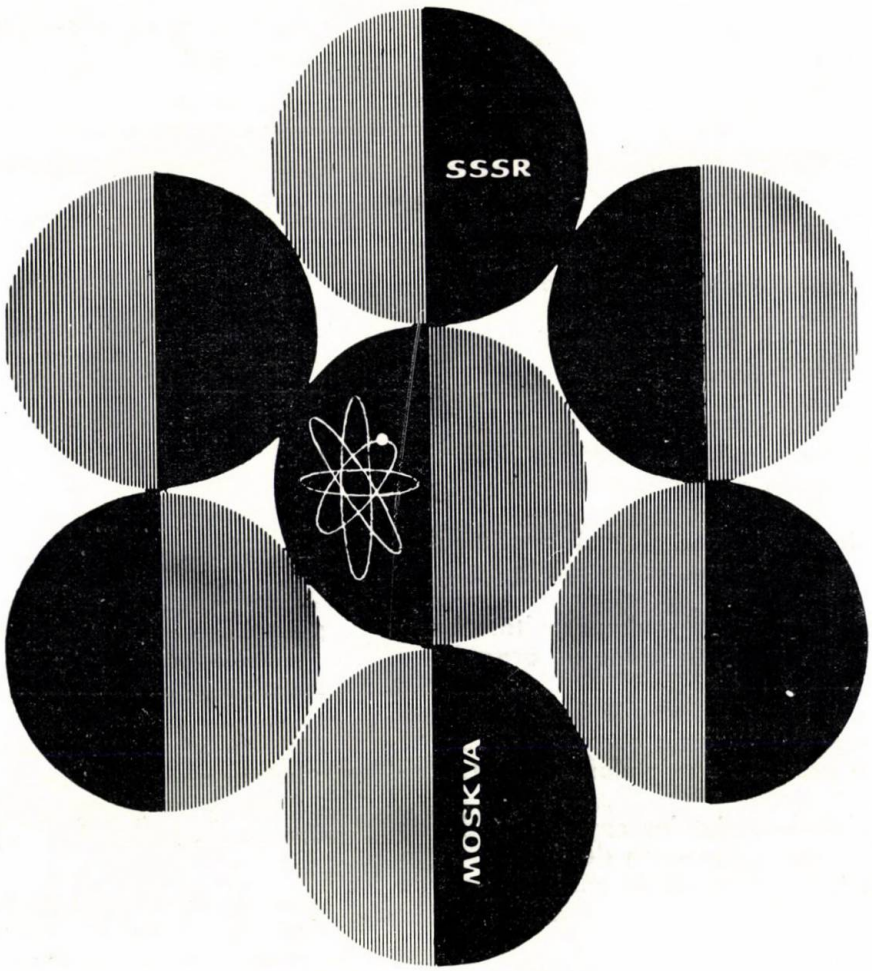
CÎTEVA EXEMPLE DIN PRODUCŢIE

Modificarea contractelor şi termenelor de îndeplinire
Planificarea aprovizionării
Controlul stocurilor
Dirijarea materialelor şi asamblării
Calcule de rentabilitate
Conducerea producţiei

Vă rugăm să scrieţi la Siemens & Halske AG Datentechnik, 8 000 München 47, Postfach 31.

SIEMENS în München — aici lucrează aproximativ 20 000 din cei 260 000 de colaboratori ai întreprinderilor SIEMENS





V/K „Techsnabexport" propune pentru export

- Izotopi radioactivi
- Indicatori radioactivi
- Surse de radiații alfa, beta și gama
- Surse de neutroni
- Emițători radioactivi etalon pentru control și etalonare
- Ținte cu deuteriu și tritin
- Compuși cu elemente radioactive naturale
- Izotopi stabili și compușii lor

Tech snab export

Se garantează înalta puritate chimică și radiochimică a tuturor preparatelor.

Se acceptă comenzi regulate sau numai pentru o dată, precum și pentru preparări speciale conform caracteristicilor tehnice.

Adresa noastră: Moscova, G — 200 ◆ V/K „Techsnabexport" ◆ Telex: 974

СОДЕРЖАНИЕ

ДК 621.373.1 :621.382.3.016.352

Петреску, М.:

Генераторы с высокой стабильностью частоты, выполненные с транзисторами.

Automatica şi Electronica 10, № 6, нояб–дек 1966, стр. 261–265

Изучается проблема получения генераторов с высокой стабильностью частоты с транзисторами, слабочувствительными к вариациям температуры и напряжению питания.

ДК 621.—501.22.011.1

Кэлин, С.:

Метод приближенного определения переходных результатов в случае скоростных процессов.

Automatica şi Electronica 10, № 6, нояб–дек 1966, стр. 265–268

Представлен метод приближенного определения переходных результатов в линейных системах, применяя преображение Лапласа выходной величины.

ДК 621.317.332 :621.072.01.011.2

Руля, Г. и *Зачиу, Р.:*

Измерение диэлектрической постоянной и удельной проводимости материалов в микроволнах методом пертурбации пустоты.

Automatica şi Electronica 10, № 6, нояб–дек 1966 стр., 269–273

Описан простой метод измерения удельной проводимости и диэлектрической постоянной материалов в микроволнах.

ДК 621.572.837.24.012.6

Тэтару, Е.:

Математическое описание переходных процессов, имеющих место в бистабильной цели Кенеля.

Automatica şi Electronica 10, № 6, нояб–дек 1966, стр. 273–278

Дается математическое описание переменных процессов, имеющих место при повторных переключениях бистабильной цепи Кенеля, для двух полярностей сигналов управления. Применяя метод расчета, основывающийся на соотношении рекуррентности, определяются выражения электрических величин в неустановившемся режиме, в зависимости от исходных условий, постоянных времени контура и характеристик сигнала управления.

ДК 518.4 :621.372.62

Мурган, А. Т.:

Некоторые аспекты моделирования методом граф.

Automatica şi Electronica 10, № 6, нояб–дек 1966, стр. 279–282

ДК 621.372.622 :512.83

Петреску, А.:

К вопросу стабильности схемы с операционными реверсивными элементами для разрешения линейных систем алгебраических уравнений.

Automatica şi Electronica 10, № 6, нояб–дек 1966, стр. 282–283

КРАТКАЯ ИНФОРМАЦИЯ 283–286
РЕЦЕНЗИИ 287–289
ДОКУМЕНТАЦИЯ 289–291
АЛФАВИТНЫЙ ПЕРЕЧЕНЬ 292–294

INHALTSVERZEICHNIS

DK 621.373.1 :621.382.3.016.352

Petrescu, M.:

Oszillatoren, mit erhöhter Frequenzstabilität, die mittels Transistoren hergestellt werden.

Automatica şi Electronica 10, H. 6, Nov — Dez 1966, S. 261–265

Man untersucht das Problem der Erzeugung von Oszillatoren besonders stabiler Frequenz mittels Transistoren, die bei der Änderung der Temperatur oder der Speisespannung wenig empfindlich sind.

DK 621—501.22.011.1

Călin, S.:

Eine Methode zur annähernden Bestimmung der Uebergangsleistungen bei rapiden Vorgängen.

Automatica şi Electronica 10, H. 6, Nov — Dez 1966, S. 265–268

Es wird eine Methode dargestellt zur annähernden Bestimmung der Uebergangsleistungen bei linearen Systemen durch Anwendung der Laplace'schen Bildfunktion der Ausgangsgrösse.

DK 621.317.332 :621.072.01.011.2

Rulea, G. und *Zaciu, R.:*

Die Messung der Dielektrizitätskonstante und der Leitfähigkeit der Materialien in Mikrowellen durch die Methode der Kavitationsstörung.

Automatica şi Electronica 10, H. 6, Nov — Dez 1966, S. 269–273

Es wird eine enfache Methode gezeigt zur Messung der Leitfähigkeit und der Dielektrizitätskonstante von Materialien im Mikrowellen.

DK 621.372.837.24.012.6

Tătaru, E.:

Die mathematische Beschreibung der Uebergangsvorgänge, welche im bistabilen Kaenelkreis stattfinden.

Automatica şi Electronica 10, H. 6, Nov — Dez 1966, S. 273–278

Dargestellt wird die mathematische Beschreibung der Uebergangsvorgänge, welche bei der wiederholten Kommutierung des bistabilen Kaenelkreises für die beiden Polaritäten des Kommandosignals stattfinden. Durch Anwendung der Berechnungsmethode, die sich auf Rekurenzbeziehungen gründet, bestimmt man die Ausdrücke der elektrischen Grössen im Uebergangsbetrieb abhängig von den Ursprungsverhältnissen, den Zeitkonstanten des Kreises und den Kennlinien des Kommandosignals.

DK 518.4 : 621.372.62

Murgan, A. T.:

Einige Modellierungsaufgaben durch die Graphenmethode bearbeitet.

Automatica şi Electronica 10, H. 6, Nov — Dez 1966, S. 279–282

DK 621.372.622 :512.83

Petrescu, A.:

Ueber die Stabilität des Schemas mit umkehrbaren operationellen Elementen zur Lösung linearer Systeme von algebraischen Gleichungen.

Automatica şi Electronica 10, H. 6, Nov — Dez 1966, S. 282–283

NEUHEITEN 283–286
BUCHBESPRECHUNGEN 287–289
DOKUMENTATION 289–291
NACHWORTVERZEICHNIS 292–294

SOMMAIRE

CD 621.373.1 :621.382.3.016.352

Petrescu, M. :

Oscillateurs à grande stabilité de la fréquence, construits avec des transistors.

Automatica şi Electronica 10, no. 6, nov — dec 1966, p. 261–265

On étudie le problème de la construction des oscillateurs à fréquence très stable avec des transistors peu sensibles à la variation de la température et de la tension d'alimentation.

CD 621—501.22.011.1

Călin, S. :

Une méthode de détermination approximative des performances transitoires dans le cas des processus rapides.

Automatica şi Electronica 10, no. 6, nov-dec 1966, p. 265–268

On présente une méthode de détermination approximative des performances transitoires des systèmes linéaires en faisant usage de la transformée Laplace de la grandeur de sortie.

CD 621.317.332 :612.071.01.011.2

Rulea, G. et *Zaciu, R.* :

Le mesurage en mieroondes de la permittivité et de la conductivité des matériaux par la méthode de la perturbation de la cavité.

Automatica şi Electronica 10, no. 6, nov — dec 1966, p. 269–273

On expose une méthode simple pour le mesurage en microondes de la conductivité et de la permittivité des matériaux.

CD 621.572.837.24.012.6

Tătaru, E. :

La description mathématique des processus transitoires qui ont lieu dans le circuit bistable Kaenel.

Automatica şi Electronica 10, no. 6, nov — dec 1966, p. 273–278

On présente la description mathématique des processus transitoires qui ont lieu pendant la commutation répétée du circuit bistable Kaenel, pour les deux polarités du signal de commande. En appliquant la méthode de calcul basée sur les relations de récurrence, on précise les expressions des grandeurs électriques en régime transitoire en fonction des conditions initiales, des constantes de temps du circuit et des caractéristiques du signal de commande.

CD 518.4 :621.372.62

Murgan, A. T. :

Quelques problèmes de modelage traités par la méthode des graphes.

Automatica şi Electronica 10, no. 6, nov — dec 1966, p. 279–282

CD 621.372.622.512.83

Petrescu, A. :

Sur la stabilité du schéma à éléments opérationnels réversibles pour la résolution des systèmes linéaires d'équations algébriques.

Automatica şi Electronica 10, no. 6, nov — dec 1966, p. 282–283

ACTUALITES 283–286
COMPTES RENDUS 287–289
DOCUMENTATION 289–291
INDEX ALPHABÉTIQUE 292–294

CONTENTS

DC 621.373.1 :621.382.3.016.352

Petrescu, M. :

Transistorised oscillators with highly stable frequency.

Automatica şi Electronica 10, nr. 6, nov — dec 1966, p. 261–265

The problem of obtaining some highly stable frequency oscillators with transistors little affected by the variation of temperature and feeding voltage is studied.

DC 621—501.22.011.1

Călin, S. :

A method for the approximate determination of the transitory performances in the case of rapid processes.

Automatica şi Electronica 10, nr. 6, nov — dec 1966, p. 265–268

A method for the approximate determination of the transitory performances in linear systems by using the transformed Laplace of the outlet value is presented.

DC 621.317.332 :621.072.01.011.2

Rulea, G. and *Zaciu, R.* :

Measuring the permittivity and conductivity of the materials in microwaves by the cavity perturbation method.

Automatica şi Electronica 10, nr. 6, nov — dec 1966, p. 269–273

A simple method for measuring the conductivity and permittivity of the materials in microwaves is discussed.

DC 621.572.837.24.012.6

Tătaru, E. :

The mathematical description of the transitory processes occurring in the bistable Kaenel circuit.

Automatica şi Electronica 10, nr. 6, nov — dec 1966, p. 273–278

The author presents the mathematical description of the transitory processes occurring on the repeated switching of the bistable Kaenel circuit for the two polarities of the control signal. By using the calculus method based on recurrence relations it is possible to determine the expressions of the electric values in transitory regime as related to the initial conditions, the time constants of the circuit and the characteristics of the control signal.

DC 518.4 :621.372.62

Murgan, A. T.

Some modelling problems treated by the graph method.

Automatica şi Electronica 10, nr. 6, nov — dec 1966, p. 279–282

DC 621.372.622 :512.83

Petrescu, A. :

Concerning the stability of the scheme with reversible operational elements for the solution of the linear algebraic equation systems.

Automatica şi Electronica 10, nr. 6, nov — dec 1966, p. 282–283

NEWS 283–286
REVIEWS 287–289
DOCUMENTATION 289–291
ALPHABETICAL INDEX 292–294

For advertisments in rumanian periodicals apply to

PUBLICOM

Modern, efficient advertising on the Rumanian market in full progress of economic development

RUMANIAN PUBLICITY AGENCY
BUCHAREST, RUMANIA — B-DUL N. BĂLCESCU No. 22
TEL. 14.75.35

PUBLICOM

PUBLICOM

Faites votre publicité dans la presse roumaine de spécialité en vous adressant à

PUBLICOM

Réclame moderne, frappante, efficace, s'adressant au marché roumain en pleine évolution économique

AGENCE ROUMAINE DE PUBLICITÉ
BUCAREST, ROUMANIE — B-DUL N. BĂLCESCU No. 22
TEL. 14.75.35

Werben Sie in der rumänischen Fachpresse durch

PUBLICOM

Moderne und wirksame Reklame auf dem aufstrebenden rumänischen Markt

RUMÄNISCHE WERBEAGENTUR
BUKAREST, RUMÄNIEN — B-DUL N. BĂLCESCU No. 22
FERNRUF: 14.75.35

1967 FEB